

Dr.-Ing. Tobias Weber
Konrad-Adenauer-Straße 34
D-67731 Otterbach

Interferenzreduktion in CDMA-Mobilfunksystemen — ein aktuelles Problem und Wege zu seiner Lösung

Habilitationsschrift

zur Erlangung der Lehrbefugnis für das Fachgebiet
Nachrichtenübertragungstechnik
im Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Kaiserslautern

vorgelegt von

Dr.-Ing. Tobias Weber,
wohnhaft in D-67731 Otterbach, Konrad-Adenauer-Straße 34,
geboren am 20. Oktober 1970 in Trier

Kaiserslautern, den 4. Februar 2003

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Interferenz als kapazitätsbegrenzender Faktor im zellularen Mobilfunk .	1
1.2	CDMA — ein Vielfachzugriffsverfahren der dritten Generation	6
1.3	Neue Techniken der Interferenzreduktion	9
1.4	Ziele der Schrift und Inhaltsübersicht	13
2	Allgemeine Charakterisierung von CDMA-Mobilfunksystemen	17
2.1	Modellierung des Mobilfunkkanals	17
2.2	Systemmodellierung	21
2.2.1	Aufwärtsstrecke	21
2.2.2	Abwärtsstrecke	29
2.3	TD-CDMA als exemplarisches CDMA-Mobilfunksystem	31
3	Das Phänomen der Interferenz in zellularen CDMA-Mobilfunksystemen	35
3.1	Zellulares Konzept	35
3.2	Arten der Interferenz	37
4	Prinzipien der Kapazitätssteigerung durch Interferenzreduktion	40
4.1	Verfahren auf Systemebene	40
4.1.1	Leistungsregelung	40
4.1.2	Strahlformung mit adaptiven Antennen	45
4.2	Verfahren auf Verbindungsebene	51
4.2.1	Gemeinsame Sendesignalerzeugung	51
4.2.2	Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung	57
5	Gemeinsame Kanalschätzung mit Trainingssignalen zum Erhöhen der Schätzqualität	61
5.1	Prinzip der gemeinsamen Kanalschätzung	61
5.2	Aufwandsgünstige Realisierung	64
5.3	Vergleich mit Einzelkanalschätzung — SNR-Degradation	68
5.4	Potential der Trainingssignalsoptimierung	69
6	Gemeinsame Datenschätzung für Mobilfunksysteme der dritten und vierten Generation	72
6.1	Vergleich gemeinsamer Datenschätzung mit Einzelsymbolschätzung . .	72
6.2	Prinzipien der gemeinsamen Datenschätzung ohne Berücksichtigen von Fehlerschutzcodes	77

6.2.1	Optimale gemeinsame Datenschätzung	77
6.2.2	Lineare gemeinsame Datenschätzung	80
6.2.3	Iterative gemeinsame Datenschätzung	96
6.3	Prinzipien der gemeinsamen Datenschätzung bei Einsatz von Fehler- schutzcodes	98
6.3.1	Optimale gemeinsame Datenschätzung	98
6.3.2	Serielle gemeinsame Datenschätzung	100
6.3.3	Turbo-Prinzip	100
6.4	Übersicht über die Prinzipien der gemeinsamen Datenschätzung	104
7	Iterative gemeinsame Datenschätzung — neuartige Ansätze der ge- meinsamen Datenschätzung	107
7.1	Parallele Interferenzelimination	107
7.1.1	Symbolweise parallele Interferenzelimination	107
7.1.2	Allgemeine parallele Interferenzelimination	117
7.1.3	Parallele Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz	126
7.1.4	Parallele Elimination der Intersymbolinterferenz	129
7.1.5	Übersicht über die Schätzverfahren	131
7.2	Allgemeine iterative gemeinsame Datenschätzung	133
8	Zukünftige Verbesserung der Interferenzrekonstruktion durch Schätz- wertverbessern	139
8.1	Schätzwertverbessern	139
8.1.1	Aufgabenstellung	139
8.1.2	Modellierung	141
8.1.3	Gütekriterien	144
8.2	Quantisieren	148
8.2.1	Hartes Quantisieren	148
8.2.2	Weiches Quantisieren	151
8.3	Auswerten der Fehlerschutzcodierung — Turbo-Prinzip	159
8.3.1	Prinzip des optimalen Schätzwertverbesserns durch Auswerten der Fehlerschutzcodierung	159
8.3.2	BCJR-Algorithmus	161
8.3.3	Max-Log-BCJR-Algorithmus	178
8.4	Schätzen der Zuverlässigkeitsinformation	184
9	Zusammenfassung	191
A	Liste häufig verwendeter Formelzeichen	194
	Literatur	197

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Interferenz als kapazitätsbegrenzender Faktor im zellularen Mobilfunk

Ein Mobilfunksystem ermöglicht mobilen Teilnehmern unter Zuhilfenahme von Mobilstationen die Kommunikation mit anderen mobilen oder ortsfesten Teilnehmern. Aufgrund der Teilnehmermobilität und der großen zu überbrückenden Distanzen kommt nur eine Nachrichtenübertragung mit sich im Raum ausbreitenden Wellen in Betracht. Üblicherweise verwendet man im Mobilfunk elektromagnetische Wellen im Frequenzbereich weniger Gigahertz [Gib99, Ste92, DB96, Wes02]. Die Wahl dieses Frequenzbereichs ist ein guter Kompromiß aus den Forderungen [Wal98, Gib99, MG86b] nach

- kleinen Antennen,
- günstigen Ausbreitungseigenschaften der elektromagnetischen Wellen und
- der Erfüllung regulatorischer Erfordernisse.

Sich im Raum ausbreitende elektromagnetische Wellen werden im folgenden als Funkwellen bezeichnet. Da der Kommunikationspartner einer Mobilstation sehr weit von dieser entfernt sein kann, wodurch eine direkte Funkübertragung zwischen der Mobilstation und ihrem Kommunikationspartner sehr erschwert wird, oder sogar Teilnehmer eines anderen, zum Beispiel leitungsgebundenen Kommunikationssystems sein kann, verwendet man, von wenigen Ausnahmen abgesehen [JT87, LNT87], eine einheitliche indirekte Nachrichtenübertragung [Gib99, Ste92, DB96, Wes02, Tan92]. Die Mobilstationen kommunizieren dabei zunächst nur mit den ortsfesten Basisstationen, siehe Bild 1.1. Die Basisstationen ihrerseits kommunizieren, eventuell über weitere Zwischenstationen, mit den letztlich gewünschten Kommunikationspartnern der Mobilstationen. Während die Nachrichtenübertragung zwischen den Mobilstationen und den Basisstationen immer mit Funkwellen erfolgt, können zur Nachrichtenübertragung zwischen den Basisstationen, den weiteren Zwischenstationen und den Kommunikationspartnern auch elektrische Leitungen oder Glasfasern verwendet werden [Wal98]. Aufgrund der eingesetzten Funkübertragung wird die Schnittstelle zwischen Mobilstationen und

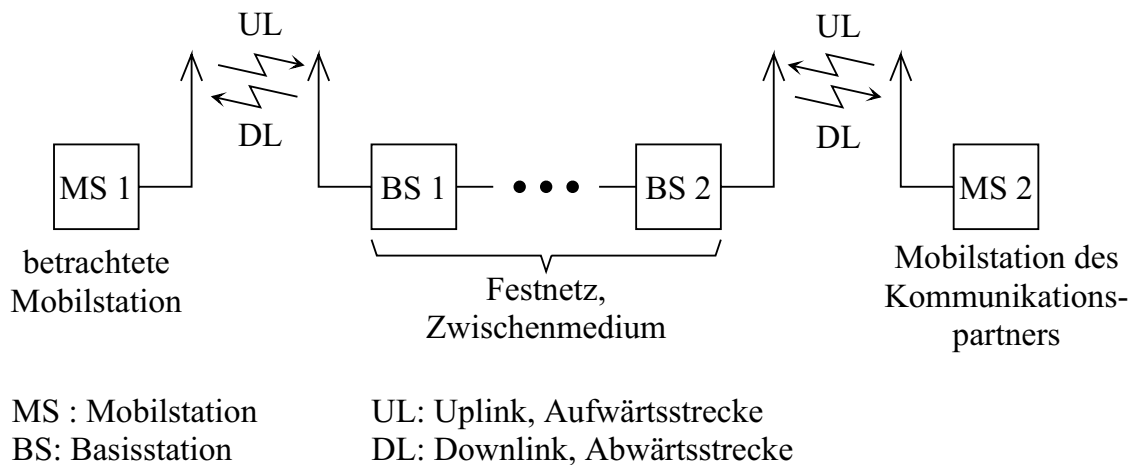


Bild 1.1. Indirekte, bidirektionale Kommunikation in Mobilfunknetzen

Basisstationen auch als Luftschnittstelle bezeichnet. Die Betrachtungen in der vorliegenden Schrift konzentrieren sich auf diese mobilfunkspezifische Luftschnittstelle.

Mobilfunksysteme erfordern eine Duplexübertragung [Gib99, Ste92, DB96]. Nachrichten werden also simultan oder zumindest quasi-simultan im schnellen Wechsel sowohl in der Abwärtsstrecke, das heißt von den Basisstationen zu den Mobilstationen, als auch in der Aufwärtsstrecke, das heißt von den Mobilstationen zu den Basisstationen, übertragen. In der Abwärtsstrecke sind die Sender in den Basisstationen und die Empfänger in den Mobilstationen, während sich in der Aufwärtsstrecke die Sender in den Mobilstationen und die Empfänger in den Basisstationen befinden. Die Betrachtungen in dieser Schrift gelten sowohl für die Aufwärts- als auch für die Abwärtsstrecke. Unabhängig davon, ob die Aufwärtsstrecke oder Abwärtsstrecke betrachtet wird, werden die von einer Mobilstation zu einer Basisstation beziehungsweise von einer Basisstation zu einer Mobilstation übertragenen Nachrichten im folgenden als die Nachrichten des der Mobilstation entsprechenden Teilnehmers bezeichnet.

Wesentliche Probleme beim Entwurf von Mobilfunksystemen resultieren aus der Tatsache, daß alle Teilnehmer ein gemeinsames Übertragungsmedium nutzen müssen. Funkwellen können sich, von praktisch nicht relevanten Entartungsfällen abgesehen, von jedem Sendeort zu jedem Empfangsort ausbreiten [MG86a], siehe Bild 1.2. Will man in einem Mobilfunksystem an einem bestimmten Ort die Funkwellen empfangen, welche die Nachrichten eines bestimmten Teilnehmers tragen, so sind dem empfangenen Nutzsignal neben systemfremden Störsignalen auch Interferenzsignale vom Empfang der die Nachrichten anderer Teilnehmer tragenden Funkwellen additiv überlagert [Gib99, Ste92, DB96, Wes02]. Der Interferenzbegriff wird hier in einem allgemeineren

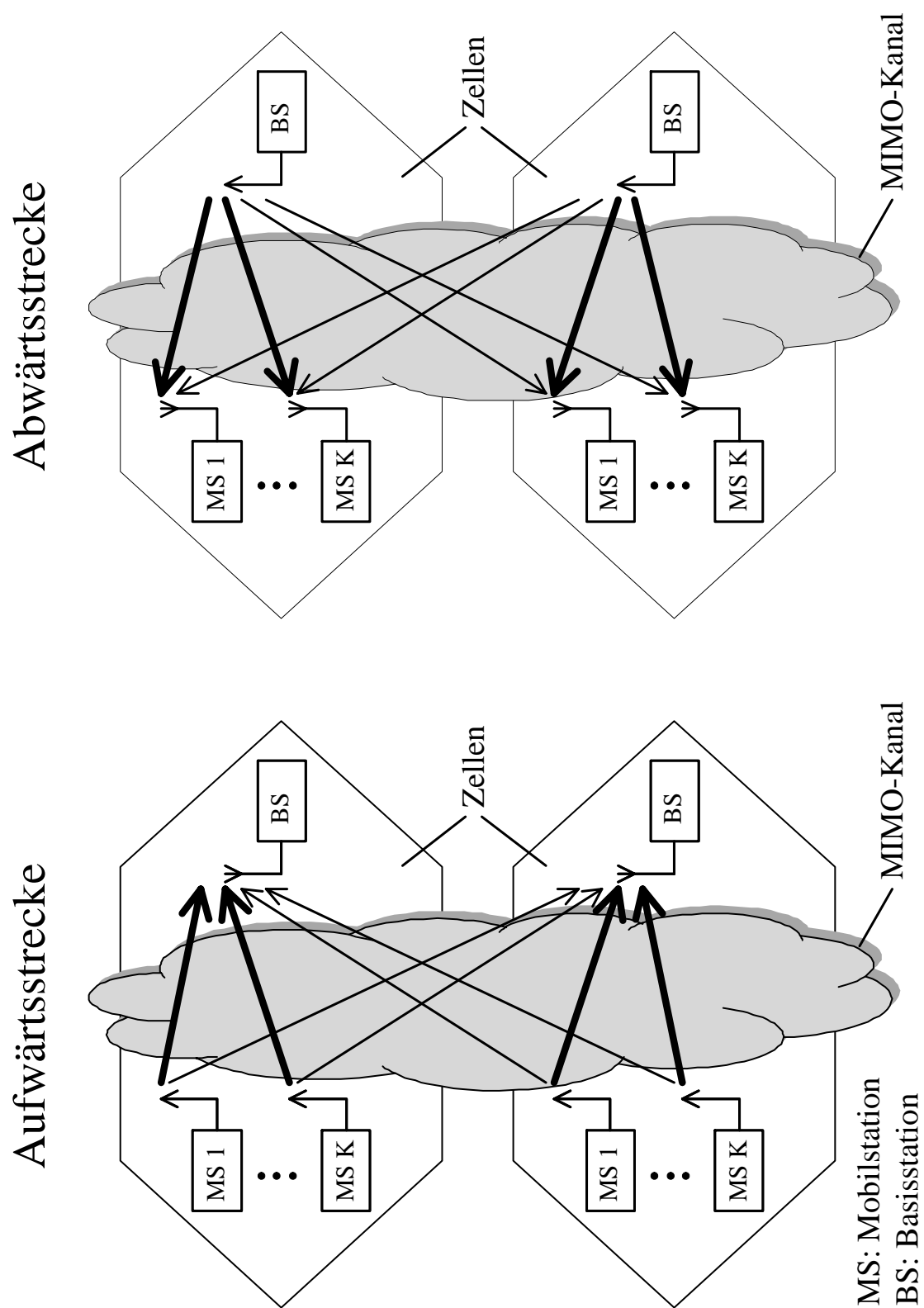


Bild 1.2. Mobilfunksystem

Sinn als in der Physik üblich verwendet. In der Physik versteht man unter Interferenz die kohärente Überlagerung von Wellen [GKV98], während im Mobilfunk allgemeiner die Überlagerung beliebiger deterministischer Signale als Interferenz bezeichnet wird. Die systemfremden Störsignale wie thermisches Rauschen oder empfangene Signale anderer Funksysteme können nur bei begrenzten Sendeleistungen des Mobilfunksystems ein Problem darstellen, weil sie in solchen Fällen die Reichweite begrenzen [Gib99, Ste92, DB96]. Zumindest theoretisch ist es jedoch möglich, die Sendeleistungen des Mobilfunksystems so hoch zu wählen, daß der Beitrag systemfremder Störsignale zum gesamten empfangenen Signal vernachlässigbar ist. Die Übertragung einer Nachricht wird folglich nur noch durch die aus der Übertragung systemimmanenter anderer Nachrichten resultierenden Interferenzen beeinträchtigt. Die Performanz eines Mobilfunksystems ist daher, wenn man hinreichend hohe Sendeleistungen wählen kann, interferenzbegrenzt [Gib99, Ste92, DB96]. Im Gegensatz zu sehr frühen Mobilfunksystemen, die teilweise reichweitenbegrenzt waren, sind heutige Mobilfunksysteme aufgrund der hohen Mobil- und Basisstationsdichten und der damit auch bei kleinen Sendeleistungen hohen Empfangsleistungen und damit starken Interferenzen in guter Näherung interferenzbegrenzt.

Technisch gesehen handelt es sich bei den beiden in Aufwärtsstrecke und Abwärtsstrecke auftretenden Funkkanälen, siehe Bild 1.2, um lineare, zeitvariante Multiple-Input-Multiple-Output-Kanäle (MIMO-Kanäle) [Tel99, SS00, RC98, MF70, FG98]. Die Sendesignale sind die Eingangssignale und die Empfangssignale sind die Ausgangssignale des MIMO-Kanals. Signale können prinzipiell von jedem Kanaleingang zu jedem Kanalausgang gelangen. Die Übertragungseigenschaften und insbesondere auch die Dämpfungen zwischen den verschiedenen Eingängen und Ausgängen des MIMO-Kanals sind jedoch stark unterschiedlich. Üblicherweise sind sowohl die Mobilstationen als auch die Basisstationen über den ganzen Versorgungsbereich des Mobilfunksystems verteilt. Dies führt dazu, daß die Abstände zwischen Mobilstationen und Basisstationen sehr unterschiedlich sein können. Aus Sicht jeder Mobilstation gibt es eine nächstgelegene Basisstation, und typischerweise ist die Dämpfung des Kanals zwischen dieser Mobilstation und der nächstgelegenen Basisstation deutlich kleiner als die Dämpfung der Kanäle zwischen der betrachteten Mobilstation und anderen Basisstationen. Die Kanäle geringer Dämpfung zwischen Mobilstation und nächstgelegener Basisstation sind in Bild 1.2 mit dickeren Pfeilen symbolisiert als die Kanäle hoher Dämpfung zu weiter entfernten Basisstationen. In natürlicher Art und Weise ergibt sich also eine Partitionierung des Mobilfunksystems in Zellen, die jeweils aus genau einer Basisstation und den zugeordneten Mobilstationen bestehen [MD79, Gib99, DB96, Wes02]. Beispielsweise sind in den jeweils zwei in Aufwärts- und Abwärtsstrecke dargestellten Zellen in Bild 1.2 jeweils K Mobilstationen und eine Basisstation. Das Zuordnen der

Mobilstationen zur geographisch nächstgelegenen Basisstation ist eine der Möglichkeiten eines sinnvollen Zuordnungskriteriums. Alternativ könnte man die Mobilstationen beispielsweise jenen Basisstationen zuordnen, zu denen der Kanal die geringste Dämpfung hat [Ste96]. Aus Kostengründen und wegen der begrenzten Anzahl verfügbarer Basisstationsstandorte ist die Anzahl der Basisstationen in einem Mobilfunksystem typischerweise geringer als die Anzahl der Mobilstationen, so daß in der Regel in jeder Zelle mehrere Mobilstationen sind [Ste92, Wes02, DB96]. Für theoretische Betrachtungen geht man gerne von einem hypothetischen, unendlich ausgedehnten Mobilfunksystem mit festgelegter mittlerer Mobil- und Basisstationsdichte und damit festgelegter mittlerer Anzahl an Mobilstationen je Zelle aus.

Der Nutzen eines Mobilfunknetzes besteht im Versorgen der Mobilstationen. Aus der Sicht des Mobilfunknetzbetreibers ist der Nutzen um so größer, je höher die Anzahl versorgbarer Mobilstationen ist. Diesem Nutzen stehen Kosten gegenüber, die sich aus den Kosten der genutzten Frequenzspektrumsressourcen und den Kosten der benötigten Infrastruktur, das heißt im wesentlichen der benötigten Basisstationen, zusammensetzen. Ein sinnvolles Gütekriterium zum Beurteilen des Nutzens eines Mobilfunksystems ist daher die als spektrale Kapazität bezeichnete auf die benötigte Bandbreite B_{sys} normierte Anzahl versorgbarer Mobilstationen K je Zelle [Ste92, Lee89, Vit91]:

$$\eta_k = \frac{K}{B_{\text{sys}}}. \quad (1.1)$$

Da in einem interferenzbegrenzten Mobilfunksystem die Nachrichtenübertragungen nur durch Interferenzen gestört werden, ist die zum Erzielen einer zum Versorgen der Teilnehmer erforderlichen Datenrate mindestens benötigte Bandbreite B_{sys} allein durch die Interferenzen bestimmt [Sha48, CT91, Roh95]. Die mit einem Mobilfunksystem erzielbare spektrale Kapazität η_k ist also allein durch die Interferenzen begrenzt.

Die verfügbaren Frequenzspektrumsressourcen sind begrenzt und daher sehr wertvoll, was eindrucksvoll bei der Versteigerung der Lizenzen für die Nutzung dieser Ressourcen für die Mobilfunksysteme der dritten Generation demonstriert wurde [ntz00a, ntz00b]. Aufgrund dieser hohen Kosten besteht ein massives Interesse der Mobilfunknetzbetreiber, die spektrale Kapazität η_k nach (1.1) von Mobilfunksystemen zu maximieren und somit möglichst großen Nutzen aus den wertvollen Frequenzspektrumsressourcen zu ziehen. Eine über Detailverbesserungen hinausgehende signifikante Erhöhung der spektralen Kapazität η_k kann nach Meinung des Verfassers nur gelingen, wenn man die kapazitätsbegrenzende Wirkung der Interferenz reduziert. Ein wesentliches Ziel der vorliegenden Schrift ist es, den Weg zur Interferenzreduktion in Mobilfunksystemen zu bereiten.

1.2 CDMA — ein Vielfachzugriffsverfahren der dritten Generation

Aus den Betrachtungen in Abschnitt 1.1 geht hervor, daß sich die Nachrichtenübertragungen verschiedener Mobilstationen aufgrund der unterschiedlichen Kanaldämpfungen nicht alle in gleichem Maße gegenseitig beeinflussen. Zum Beispiel beeinflussen sich die Nachrichtenübertragungen der Mobilstationen einer Zelle typischerweise relativ stark. Es ist daher sinnvoll, die Interferenzproblematik zunächst für eine isolierte Zelle des Mobilfunksystems zu studieren.

In der Aufwärtsstrecke empfängt die Basisstation neben den schwachen, von den Mobilstationen anderer Zellen verursachten Interferenzsignalen eine Überlagerung der von den K einzelnen Mobilstationen der betrachteten Zelle verursachten Empfangssignale. Wenn man eine bestimmte Mobilstation empfangen will, so verursachen wegen der typischerweise relativ geringen Kanaldämpfungen insbesondere die anderen Mobilstation der betrachteten Zelle Interferenzen. Ähnliches gilt auch für die Abwärtsstrecke. Hier empfängt jede Mobilstation der betrachteten Zelle neben dem für sie bestimmten Nutzsignal Interferenzsignale resultierend aus den von den Basisstationen für die anderen Mobilstation des Mobilfunksystems gesendeten Signalen, wobei auch hier insbesondere die von der Basisstation der betrachteten Zelle gesendeten Signale relevant sind. Innerhalb einer Zelle kann man das Interferenzproblem durch den Einsatz von Vielfachzugriffsverfahren entschärfen. Vielfachzugriffsverfahren sind Verfahren zum koordinierten Nutzen eines gemeinsamen Übertragungsmediums [Lük95, Pro95].

Das wohl älteste, bereits in Mobilfunksystemen der ersten Generation [Wal98, Huf79, You79, Kam84, Kam85, HS87, Wes02] eingesetzte Vielfachzugriffsverfahren ist das Frequenzmultiplexverfahren (engl. Frequency Division Multiple Access, FDMA) [Gib99, Ste92, DB96, Wes02]. Beim Einsatz von Frequenzmultiplex werden die Nachrichten für verschiedene Teilnehmer einer Zelle in verschiedenen Frequenzbändern, den Frequenzschlitzen, übertragen. Empfängerseitig lassen sich die Empfangssignalanteile der verschiedenen Teilnehmer durch Filtern separieren, wodurch die Interferenzen beseitigt werden. Der Preis für die Interferenzreduktion durch Frequenzmultiplex besteht darin, daß man für jeden der K Teilnehmer einer Zelle ein eigenes Frequenzband benötigt. Die gesamte Bandbreite ist also K -mal so groß wie die für den einzelnen Teilnehmer verfügbaren Bandbreite.

Ein weiteres einfaches, in Mobilfunksystemen der zweiten Generation [Wal98, Goo91, MP92, EV97, Wes02] eingesetztes Vielfachzugriffsverfahren ist das Zeitmultiplexverfahren (engl. Time Division Multiple Access, TDMA) [Gib99, Ste92, DB96, Wes02].

Bei diesem Verfahren werden die Nachrichten für verschiedene Teilnehmer einer Zelle in disjunkten Zeitintervallen, den Zeitschlitzten, übertragen. Empfängerseitig lassen sich die Empfangssignalanteile der verschiedenen Teilnehmer durch zeitliches Fenster separieren, so daß Interferenzen beseitigt werden. Der Preis für die Interferenzreduktion durch Zeitmultiplex besteht darin, daß das Übertragen aller Nachrichten K -mal so lange dauert wie das Übertragen der Nachrichten des einzelnen Teilnehmers. Wenn die Übertragungsdauer im Fall von K Teilnehmern gleich der Übertragungsdauer sein soll, die man bei Vorhandensein eines einzigen Teilnehmers benötigen würde, so erfordert dies eine K -fache momentane Datenrate und damit eine K -fache Bandbreite wie bei Vorhandensein eines einzigen Teilnehmers.

Sowohl Frequenzmultiplex als auch Zeitmultiplex kann man als Spezialfälle des wesentlich allgemeineren Codemultiplex (engl. Code Division Multiple Access, CDMA) ansehen [Gib99, Ste92, DB96, Goi98, Vit95, Wes02, BWW98, BWW99, Mol01, Lee91, Lan86, Eiz86]. Ein erstes mit Codemultiplex arbeitendes Mobilfunksystem ist das IS-95 Mobilfunksystem [SG91, Pad94, Wes02]. Beim Codemultiplexverfahren werden allgemein Signale unterschiedlicher Struktur zum Übertragen der Nachrichten für verschiedene Teilnehmer verwendet, wobei es genaugenommen nur darauf ankommt, daß die Strukturen der Empfangssignalanteile, die aus den gesendeten Signalen durch Übertragen über den Funkkanal entstehen, verschieden sind. Um den Empfangssignalanteilen der K verschiedenen Teilnehmer bei unveränderter Übertragungsdauer unterschiedliche Signalstrukturen aufprägen zu können, muß die Bandbreite der Signale um einen Spreizfaktor Q , der üblicherweise mindestens so groß wie die Teilnehmeranzahl K in der Zelle ist, größer als die Bandbreite sein, die zum alleinigen Übertragen der Nachrichten eines einzigen Teilnehmers eigentlich benötigt wird [Goi98, Vit95]. Man muß also eine Bandbreitenspreizung vornehmen. Der Empfänger kann dann anhand der charakteristischen Signalstrukturen die Empfangssignalanteile verschiedener Teilnehmer zumindest näherungsweise zu separieren. Besonders einfach ist dies, wenn die Empfangssignalanteile verschiedener Teilnehmer orthogonal sind. Dann ist eine perfekte Separation durch einfaches Korrelieren oder signalangepaßtes Filtern möglich [Tur80, Goi98, PG58, Vit95, Lük92]. Die Vielfachzugriffsverfahren Frequenzmultiplex und Zeitmultiplex sind solche Spezialfälle mit orthogonalen Empfangssignalanteilen [Lük95]. Im allgemeinen sendet man beim Codemultiplex jedoch rauschähnliche Signale [Lük92, DJ98], die spätestens nach der Übertragung über den Mobilfunkkanal nicht mehr perfekt orthogonal sind. Verfahren zum Separieren der Empfangssignalanteile und somit zum Interferenzreduzieren bei Codemultiplex mit nichtorthogonalen Empfangssignalanteilen wurden in den vergangenen Jahren intensiv untersucht [Ver98, KA00, DHHZ95, Mos96, Kle96], und deren Analyse und Weiterentwicklung sind ein zentrales Thema der vorliegenden Schrift.

Zusammenfassend kann man sagen, daß bei allen drei elementaren Vielfachzugriffsverfahren Frequenzmultiplex, Zeitmultiplex und Codemultiplex zum Reduzieren der Interferenzen bei K Teilnehmern eine Bandbreitenerhöhung um einen Faktor von ungefähr K erforderlich ist, die sich negativ auf die spektrale Kapazität η_k nach (1.1) auswirkt [Pro95]. Vielfachzugriffsverfahren wird man daher nur zum Reduzieren sehr starker Interferenzen, zum Beispiel innerhalb einer Zelle, verwenden.

Keines der Vielfachzugriffsverfahren hat derart massive Vorteile, daß eine optimale Wahl des Vielfachzugriffsverfahrens trivial wäre [BJK96, OSC⁺97, NTD⁺98]. Die Entscheidung darüber, welches Vielfachzugriffsverfahren beziehungsweise welche Signalstrukturen beim Codemultiplexverfahren in einem Mobilfunksystem eingesetzt werden sollen, wird von vielen Faktoren beeinflusst. Wichtige Kriterien sind

- die erzielbare Performanz,
- der erforderliche Realisierungsaufwand und nicht zuletzt
- die patentrechtliche Situation.

Die erzielbare Performanz ergibt sich aus einem komplizierten Wechselspiel von

- Wahl des Vielfachzugriffsverfahren,
- Systemparametrisierung,
- Eigenschaften des Mobilfunkkanals,
- eingesetzten Signalverarbeitungstechniken,
- geforderten Diensten und
- gewähltem Gütekriterium

und kann in der Regel nur mit umfangreichen Simulationskampagnen ermittelt werden [OSC⁺97, NTD⁺98, BKNS94a, SB96, Naß95, NSKJ95]. Üblicherweise führen Systemoptimierungen zu einem Konzept, in dem alle drei elementaren Vielfachzugriffsverfahren Frequenzmultiplex, Zeitmultiplex und Codemultiplex zu einem hybriden Vielfachzugriffsverfahren kombiniert werden [HKK⁺00, BJK96]. Durch solche Kombinationen versucht man, die vorteilhaften Eigenschaften der einzelnen Vielfachzugriffsverfahren zu nutzen und die nachteiligen Eigenschaften möglichst weitgehend zu unterdrücken.

Als Resultat eines langjährigen Entscheidungsprozesses steht heute fest, daß praktisch alle Konzepte für Mobilfunksysteme der dritten Generation eine Codemultiplexkomponente enthalten [BW98a, BW98b, HT00, AS97, OP98, CMO99, DGNS98, ASS98, FST⁺96, KKLN98, ntz98, Wes02].

Entwurf und Standardisierung von Mobilfunkkonzepten sind nicht primäres Thema der vorliegenden Schrift. Die folgenden Betrachtungen können sich daher auf die heute besonders interessierenden Mobilfunksysteme mit Codemultiplexkomponente konzentrieren. Dies gilt um so mehr, wenn man bedenkt, daß Interferenzreduktion in Mobilfunksystemen mit Codemultiplexkomponente eine wesentlich allgemeinere Aufgabe ist als die Interferenzreduktion in Mobilfunksystemen, die ausschließlich Frequenzmultiplex, Zeitmultiplex oder eine Kombination der beiden Verfahren verwenden, da nur bei Vorhandensein einer Codemultiplexkomponente nichtorthogonale Empfangssignale auftreten können. Darüber hinaus bedeutet sogar die Konzentration auf Mobilfunksysteme, die ausschließlich Codemultiplex verwenden, keine Einschränkung der Allgemeingültigkeit der gewonnenen Ergebnisse, da andere Vielfachzugriffsverfahren wie Frequenzmultiplex, Zeitmultiplex oder hybriden Vielfachzugriffsverfahren als Spezialfälle von Codemultiplex mit entarteten Signalstrukturen betrachtet werden können.

1.3 Neue Techniken der Interferenzreduktion

Bereits heute sind viele Interferenzreduktionsverfahren für den Einsatz in Mobilfunksystemen bekannt. Die bislang verwirrende Vielfalt an Interferenzreduktionsverfahren resultiert daraus, daß die Verfahren stets isoliert oder in einer konkreten Anwendung betrachtet werden. Ein Ziel der vorliegenden Schrift ist es daher, das gesamte, noch zu vervollständigende Repertoire an Interferenzreduktionsverfahren systematisch darzustellen. Der Verfasser schlägt vor, in einem ersten Schritt Interferenzreduktionsverfahren in die beiden Klassen

- Verfahren auf der Systemebene und
- Verfahren auf der Verbindungsebene

einzuteilen.

Bei Betrachtungen auf der Systemebene interessiert man sich nur für die Leistungen der Signale. Interferenzreduktionsverfahren auf der Systemebene sind folglich Verfahren,

deren Ziel ein Reduzieren der Leistungen der empfangenen Interferenzsignale ist. Ein Reduzieren der empfangenen Interferenzleistungen ist beispielsweise durch geschicktes Einstellen der Sendeleistungen oder der Richtcharakteristiken der Sendeantennen und Empfangsantennen möglich. Antennen mit einstellbaren Richtcharakteristiken werden auch als adaptive Antennen bezeichnet.

Der Einsatz von Verfahren zur Interferenzreduktion durch geschicktes Einstellen der Sendeleistungen kann als Stand der Technik angesehen werden [Gib99, Ste92, DB96]. Ein nach gewissen Kriterien optimales Verfahren zum Einstellen der Sendeleistungen [Aei73, Zan92b, Zan92a, GZ94, GVGZ93, NA83, GVG94, AN82] und günstig zu realisierende iterative Implementierungen dieses Verfahrens [Zan92a, LLS95, GVG94, HWL97, SW96] sind bekannt.

Verfahren zur Interferenzreduktion durch Einstellen der Richtcharakteristiken der Antennen basieren auf der Beobachtung, daß sich die nützlichen nachrichtentragenden Wellen und die die Interferenzen verursachenden Wellen in der Regel in unterschiedliche Richtungen ausbreiten. Dies führt zu unterschiedlichen Einfallsrichtungen und Ausfallrichtungen der Wellen an den Empfangsantennen beziehungsweise Sendeantennen. Je nach Rahmenbedingungen wie

- der Art der eingesetzten adaptiven Antennen,
- den räumlichen Eigenschaften des Kanals,
- der zum Einstellen der Richtcharakteristiken verfügbaren Kanalkennntnis und
- den eingesetzten Optimierungskriterien

ergeben sich eine Vielfalt möglicher Verfahren zur Interferenzreduktion durch Einstellen der Richtcharakteristiken der Antennen. Lehrbücher, die Verfahren zur Interferenzreduktion durch Einstellen der Richtcharakteristiken von Antennen behandeln, sind zum Beispiel [MM80, LR99, Hay85, WS85]. Weiterhin sind die Aufsatzsammlung [Rap98] und die Veröffentlichungen [Fuh97, KV96, AMVW91, TVP96, App76, Gab76, WMGG67] zu erwähnen. Eine wichtige Voraussetzung vieler Verfahren zur Interferenzreduktion durch Einstellen der Richtcharakteristiken der Antennen ist die Kenntnis der Ausbreitungsrichtungen der Funkwellen. Diese Kenntnis kann man durch eine Richtungsschätzung erlangen [PM92, Haa97, HN95, RK89, Sch86, KT83]. Obwohl die prinzipielle Vorgehensweise zur Interferenzreduktion durch Einstellen der Richtcharakteristiken der Antennen gut bekannt ist, konnten sich derartige Verfahren in der Praxis noch nicht durchsetzen. Dies liegt im wesentlichen an der im Vergleich zu der bei

Einsatz einer konventionellen Antenne komplexeren analogen Hochfrequenzsignalverarbeitung und der beim Einsatz an der Mobilstation störenden großen Abmessungen einer adaptiven Antenne.

Betrachtungen auf der Verbindungsebene beschäftigen sich mit der Struktur und Verarbeitung der Signale. Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene zielen darauf ab, die schädlichen Auswirkungen der Interferenzen durch Nutzen der Kenntnis der Signalstrukturen bei der Signalverarbeitung zu reduzieren. Im Vergleich zu Interferenzreduktionsverfahren auf der Systemebene sind Verfahren auf der Verbindungsebene typischerweise relativ komplex, da die Anzahl der fortlaufend an das zeitvariante Mobilfunkszenario anzupassenden Parameter der Signalverarbeitung wesentlich höher ist. Dies ist mit ein Grund dafür, daß Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene erst in jüngster Vergangenheit gesteigertes Interesse finden. Zur Interferenzreduktion auf der Verbindungsebene gibt es zwei Ansätze:

- Man kann die Sendesignale auf solche Weise erzeugen, daß die resultierenden Empfangssignalanteile derart strukturiert sind, daß sich die Interferenzen beim Empfang weniger schädlich auswirken.
- Man kann durch Ausnutzen der Kenntnis der Empfangssignalstrukturen bei der Empfangssignalverarbeitung die schädlichen Auswirkungen der Interferenzen reduzieren.

Verfahren der erstgenannten Art werden auch als Verfahren zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung bezeichnet, da man beim Erzeugen des Sendesignals für einen Teilnehmer auch die anderen Teilnehmer, bei denen die Auswirkungen der Interferenzen reduziert werden sollen, berücksichtigen muß. Erste Veröffentlichungen zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung sind [EN93, ESN95, ENS97, Tom71, HM72, BPD00, JU00, VM98, KM00, MBW⁺00, TWMB01b, TWMB01a, TMW00, BMWT00, NB02, WR01, Fis02, Cos83, FWLH02]. Da Verfahren zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung und deren Anwendung im Mobilfunk relativ neu sind, werden Verfahren zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung derzeit noch in keinem Mobilfunkstandard explizit berücksichtigt. Es gibt jedoch Ansätze solche Verfahren in bestehenden Mobilfunksystemen einzusetzen [MTWB01a, MTWB01b].

Die Verfahren der zweitgenannten Art werden auch als Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bezeichnet, da beim Verarbeiten der Empfangssignale auch die Empfangssignalanteile der Teilnehmer, deren Interferenzen reduziert werden

sollen, berücksichtigt werden müssen. Ein Hauptproblem der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung besteht, neben dem nicht unerheblichen Rechenaufwand, darin, daß ein Unwirksammachen von Interferenzen durch Empfangssignalverarbeitungstechniken mit einer erhöhten Empfindlichkeit des Empfängers gegenüber verbleibenden Störsignalen einhergeht. Diese verbleibenden Störsignale sind die systemfremden Störsignale und insbesondere die nicht in die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung einbezogenen Interferenzsignale. Diese Probleme haben eine Anfang der neunziger Jahre einsetzende Suche nach gemeinsamen Empfangssignalverarbeitungsverfahren motiviert, die verschiedenartige Kompromisse aus

- benötigtem Rechenaufwand,
- erzielbarer Interferenzunterdrückung und
- Störempfindlichkeit

darstellen. Ein erstes Lehrbuch über Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ist [Ver98]. Weiterhin sind die Übersichtsartikel [KA00, DHHZ95, Mos96] zu erwähnen. Einige Konzepte für Mobilfunksysteme der dritten Generation, zum Beispiel TD-CDMA [HKK⁺00, BKNS94a], sehen bereits den Einsatz einfacher Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vor. In der vorliegenden Schrift wird ein neuartiges, allgemeines, an der Universität Kaiserslautern im Rahmen verschiedener Drittmittelprojekte und Promotionsverfahren unter Betreuung des Verfassers entwickeltes Konzept der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorgestellt, das alle praktisch relevanten bekannten gemeinsamen Empfangssignalverarbeitungsverfahren als Spezialfälle enthält. Mit Hilfe dieses allgemeinen Konzeptes der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gelingt es, die große Vielfalt bekannter gemeinsamer Empfangssignalverarbeitungsverfahren sinnvoll zu ordnen, zu vergleichen und bislang unbekannte Varianten der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu entdecken.

Es sei darauf hingewiesen, daß man die in Abschnitt 1.2 vorgestellten Vielfachzugriffsverfahren gemäß obigen Klassifizierungsschema als einfache Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene ansehen kann. Bei Einsatz eines Vielfachzugriffsverfahrens werden Sender und Empfänger so entworfen, daß sich die Interferenzen trotz unveränderter Empfangsleistungen weniger schädlich auswirken. Vielfachzugriffsverfahren sind besonders einfache Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene, da ausnahmsweise keinerlei Adaption der Signalverarbeitung an die aktuellen Kanaleigenschaften erforderlich ist. Vielmehr werden nur allgemeingültige Eigenschaften des linearen Kanals ausgenutzt.

1.4 Ziele der Schrift und Inhaltsübersicht

Trotz oder vielleicht auch gerade wegen der vielen bereits erschienen Arbeiten zur Interferenzreduktion in Mobilfunksystemen fehlt heute ein Überblick über die Interferenzreduktionsverfahren, ihre Anwendungsmöglichkeiten, Performanz und Wechselwirkungen. Dies ist eine angesichts der großen wirtschaftlichen Bedeutung der Interferenzreduktion in CDMA-Mobilfunksystemen unbefriedigende Situation, da eine sinnvolle, das heißt größtmögliche Interferenzreduktion mit kleinstmöglichem Aufwand erzielende Auslegung eines Mobilfunksystems so nicht möglich ist. Die vorliegende Schrift will hier Abhilfe schaffen. Hierzu ist das aus vielen konkreten Mobilfunksystementwürfen und theoretischen Detailstudien bekannte Wissen über Interferenzreduktionsverfahren zusammenzutragen, zu vervollständigen und allgemein darzustellen. Im einzelnen werden

- das Repertoire der Verfahren zur Interferenzreduktion vervollständigt und systematisch dargestellt,
- Anwendungsmöglichkeiten der Interferenzreduktionsverfahren in CDMA-Mobilfunksystemen gezeigt und
- die erzielbaren Nutzeffekte abgeschätzt.

Der Schwerpunkt liegt hierbei auf den neuen, auf der Verbindungsebene arbeitenden Interferenzreduktionsverfahren. Aufgrund der großen Vielfalt denkbarer Verfahren nimmt die Darstellung der Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung dabei naturgemäß den größten Raum ein.

Zunächst werden in Kapitel 2 Modellierungstechniken und allgemeine Modelle der betrachteten CDMA-Mobilfunksysteme dargestellt. So gelingt es, die allgemeinen Prinzipien der Interferenzreduktion zu erkennen und vom konkreten Mobilfunksystem zu abstrahieren. Wenn die betrachteten Signale zum Beispiel zumindest in guter Näherung sowohl zeit- als auch bandbegrenzt sind, so kann man die Signale durch Vektoren endlicher Dimension beschreiben. Die diskutierten Modelle der betrachteten CDMA-Mobilfunksysteme basieren auf einer solchen endlichdimensionalen Vektordarstellung der Signale. Schließlich werden in Kapitel 2 noch exemplarisch die konkreten Signalstrukturen und Parameter des TD-CDMA-Mobilfunksystems vorgestellt.

Bevor auf Verfahren zur Interferenzreduktion eingegangen wird, werden in Kapitel 3 die in einem CDMA-Mobilfunksystem auftretenden Interferenzen klassifiziert. Eine wichtige Rolle spielt hierbei das zellulare Konzept, das ein weiteres Verfahren zur

Entschärfung der Interferenzsituation neben den bereits in Abschnitt 1.2 diskutierten Vielfachzugriffsverfahren ist. Es wird gezeigt, daß der zur Interferenzreduktion zu treibende Aufwand und die erzielbaren Nutzeffekte für die verschiedenen Interferenzarten, trotz prinzipiell von der Interferenzart unabhängiger Interferenzreduktionsverfahren, stark unterschiedlich sind.

Kapitel 4 gibt einen Überblick über das Repertoire der Interferenzreduktionsverfahren. Sowohl Verfahren auf der Systemebene als auch Verfahren auf der Verbindungsebene werden angesprochen. Anwendungsmöglichkeiten der Interferenzreduktionsverfahren in Mobilfunksystemen werden gezeigt, und die erzielbaren Nutzeffekte werden abgeschätzt. Es ergibt sich, daß eine vollständige Elimination von Interferenzen in einem Mobilfunksystem theoretisch denkbar wäre. Eine solche Interferenzelimination setzt jedoch eine vollständige perfekte Systemkenntnis, das heißt Kenntnis des MIMO-Kanals, siehe Bild 1.2, voraus. Das Erlangen dieser Systemkenntnis ist jedoch praktisch nicht möglich. Die Interferenzbegrenztheit eines Mobilfunksystems resultiert also aus der eingeschränkten Systemkenntnis. Das umfangreiche Thema der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung wird in Kapitel 4 nur kurz angerissen. Eine ausführliche Diskussion der Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung folgt in den Kapiteln 5, 6, 7 und 8.

Eine gemeinsame Empfangssignalverarbeitung besteht genau genommen aus zwei Teilschritten. In einem Mobilfunksystem kann man wegen der unbekannten Kanaleigenschaften trotz bekannter Sendesignalstrukturen nicht davon ausgehen, daß die Empfangssignalstrukturen dem Empfänger a priori bekannt sind. In Mobilfunksystemen bestimmt man daher zunächst mit Hilfe bekannter gesendeter Trainingssignale die Kanaleigenschaften [Gib99, Ste92, DB96, Tur57]. Beim Bestimmen der Kanaleigenschaften treten naturgemäß ebenfalls Interferenzen auf, so daß auch hier eine gemeinsame Empfangssignalverarbeitung eingesetzt werden kann. Diese wird als gemeinsame Kanalschätzung bezeichnet [SJ94, SB93, SMWB01, Ste95]. In einem zweiten Schritt bestimmt man dann unter Einsatz gemeinsamer Empfangssignalverarbeitung basierend auf den nun zumindest approximativ bekannten Empfangssignalstrukturen die übertragenen Nachrichten. Dies wird als gemeinsame Datenschätzung bezeichnet [Ver98, Kle96]. Sowohl der gemeinsamen Kanalschätzung als auch der gemeinsamen Datenschätzung liegt ein lineares Systemmodell zugrunde, da die Empfangssignale lineare Funktionen der zu schätzenden Größen sind. Die Linearität des Systemmodells erlaubt es, optimale, vergleichsweise einfache gemeinsame Schätzer zu entwerfen. Es sind auch Verfahren zur gemeinsamen Datenschätzung ohne Kenntnis der Empfangssignalstrukturen bekannt. Solche Datenschätzverfahren werden als blinde Datenschätzverfahren bezeichnet [Pro95, Hay91, Lu02]. Blinde Datenschätzverfahren sind jedoch aufgrund des nunmehr nichtlinearen Systemmodells vergleichsweise komplex und im Mobilfunk

bislang bedeutungslos [Gib99, Ste92, DB96]. In der vorliegenden Schrift werden blinde Datenschätzverfahren nicht weiter diskutiert.

Verfahren zur gemeinsamen Kanalschätzung werden in Kapitel 5 vorgestellt. Die aufwandsgünstige Realisierung und das Reduzieren der im Falle der Kanalschätzung durch die SNR-Degradation [SJ94, SB93, Ste95] beschriebenen erhöhten Störempfindlichkeit gemeinsamer Kanalschätzung im Vergleich zu Einzelkanalschätzung durch Einsatz optimierter, zur Kanalschätzung gesendeter Trainingssignale sind wichtige Themen. Es wird gezeigt, daß bei Verwenden spezieller Trainingssignale keine SNR-Degradation auftritt.

Kapitel 6 enthält neben der Definition des zum Beschreiben der reduzierten Störuneempfindlichkeit gemeinsamer Datenschätzung im Vergleich zur Einzelsymbolschätzung verwendeten Mehrteilnehmercodierungsgewinns eine übersichtsartige Darstellung bekannter Verfahren zur gemeinsamen Datenschätzung. Besonders beachtet werden hierbei lineare gemeinsame Datenschätzverfahren [LV89, XSR90, LV90]. Solche linearen Schätzverfahren sind einfache, heute bereits eingesetzte Verfahren zur gemeinsamen Datenschätzung. Alle neuen Verfahren zur gemeinsamen Datenschätzung müssen sich daher an ihrer Komplexität und Performanz messen lassen.

In Kapitel 7 wird das als iterative gemeinsame Datenschätzung bezeichnete neuartige allgemeine Konzept der gemeinsamen Datenschätzung vorgestellt. Alle praktisch relevanten Verfahren der gemeinsamen Datenschätzung werden erstmals als Spezialfälle dieser iterativen gemeinsamen Datenschätzung dargestellt. Eine bedeutende Unterklasse der Verfahren der iterativen gemeinsamen Datenschätzung sind die bereits bekannten Verfahren der parallelen Interferenzelimination [VA90, VA91], bei denen das iterative Vorgehen als Rekonstruieren und Abziehen von Interferenzsignalen interpretierbar ist.

Im Gegensatz zur gemeinsamen Kanalschätzung, wo man die durch die SNR-Degradation quantifizierte Störempfindlichkeit durch Optimieren der Trainingssignale reduzieren kann [SJ94, SB93, Ste95], kommt bei der gemeinsamen Datenschätzung ein Optimieren der Signalstrukturen zum Maximieren der durch den Mehrteilnehmercodierungsgewinn quantifizierten Störuneempfindlichkeit in der Regel nicht in Frage, da die Empfangssignalstrukturen durch die Kanaleigenschaften mitbeeinflusst werden. Im Gegensatz zu den stets wertkontinuierlichen Eigenschaften des physikalischen Kanals sind die übertragenen Nachrichten in einem digitalen Mobilfunksystem jedoch wertdiskret, so daß sich neue, im Fall der Kanalschätzung nicht vorhandene Optimierungsansätze ergeben. Die in Kapitel 7 beschriebenen iterativen gemeinsamen Datenschätzer kann man um einen Schätzwertverbesserer erweitern, der die Kenntnis des Modulationsalphabets

oder des Fehlerschutzcodes zum Erhöhen des Mehrteilnehmercodierungsgewinns der gemeinsamen Datenschätzung ausnutzt. In Kapitel 8 werden verschiedene Verfahren zur Schätzwertverbesserung vorgestellt. Schätzwertverbesserungsverfahren, die die Kenntnis des Modulationsalphabets oder des Fehlerschutzcodes ausnutzen, werden auf eine gemeinsame Basis gestellt, wodurch ein in der Literatur bislang noch fehlender direkter Vergleich der verschiedenen Verfahren ermöglicht wird.

Kapitel 9 enthält schließlich eine Zusammenfassung.

Die mathematischen Darstellungen in dieser Schrift erfolgen bevorzugt im zeitdiskreten äquivalenten Tiefpaßbereich [Pro95, SJ67]. Vektoren werden durch fettgedruckte Kleinbuchstaben, Matrizen werden mit fettgedruckten Großbuchstaben dargestellt. Komplexe Größen, seien es skalare Größen, Vektoren oder Matrizen, werden unterstrichen. Das Bilden der Vektornorm, die komplexe Konjugation und die Transposition werden mit $\|(\cdot)\|$ beziehungsweise $(\cdot)^*$ beziehungsweise $(\cdot)^T$ bezeichnet. Für Wahrscheinlichkeiten und Wahrscheinlichkeitsdichten werden die Symbole $\Pr\{\cdot\}$ beziehungsweise $p(\cdot)$ verwendet. Der Erwartungswert und die Varianz einer Zufallsgröße werden mit $E\{\cdot\}$ beziehungsweise $\text{var}\{\cdot\}$ bezeichnet.

Kapitel 2

Allgemeine Charakterisierung von CDMA-Mobilfunksystemen

2.1 Modellierung des Mobilfunkkanals

Der physikalische Mobilfunkkanal ist die einzige vorgegebene Komponente eines Mobilfunksystems. Ziel dieses Abschnitts ist es, ausgehend von dem gegebenen Mobilfunkkanal durch Abstraktion eine für die Belange der Analyse und des Entwurfs von Mobilfunksystemen geeignete informationelle Modellierung [Wen91] dieses Kanals zu finden. Zunächst müssen geeignete Interpretationen der Schnittstellenvariablen, das heißt der Sendesignale und Empfangssignale, gefunden werden. Basierend hierauf gilt es, die Zusammenhänge zwischen Sendesignalen und Empfangssignalen zu modellieren. Ziel des nachrichtentechnischen Entwurfs eines Mobilfunksystems ist es dann, die übrigen Komponenten Sender und Empfänger des Mobilfunksystems zu entwerfen [Skl97a, Skl97b]. Hierbei hat es sich bewährt, Sender und Empfänger zunächst nur als rein informationelle Systeme zu betrachten [Rup93, Wen91]. Die Sender ordnen den zu sendenden Nachrichten die Sendesignale zu, während die Empfänger aus den Empfangssignalen die gesendeten Nachrichten schätzen. Hierbei interessieren zunächst nur die funktionalen Zusammenhänge zwischen den Schnittstellenvariablen. An manchen Stellen der Schrift werden zum besseren Verständnis auch exemplarische Aufbaumodelle von Sender und Empfänger angegeben, die jedoch nicht als Struktur einer konkreten Systemrealisierung verstanden werden sollen. Die physikalische Darstellung der Signale, mit Ausnahme der Sendesignale und Empfangssignale, und die physikalische Realisierung von Sender und Empfänger sind prinzipiell auf viele unterschiedliche Arten möglich und werden erst in späteren Entwurfsschritten festgelegt. Im Mobilfunk hat sich die Realisierung von Sendern und Empfängern in Form digitaler Hardware-Software-Systeme durchgesetzt [Tei97, Mit95, Web00, Pir96], die jedoch in der vorliegenden Schrift nicht weiter betrachtet werden soll.

Im folgenden werden solche Mobilfunksysteme betrachtet, in denen alle prinzipiell beobachtbaren Sendesignale und Empfangssignale als Überlagerung endlich vieler Basis-signale dargestellt werden können [Cad90], das heißt die Signale stammen aus einem Vektorraum endlicher Dimension [HW86]. Dies ist in sehr guter Näherung beispielsweise für näherungsweise sowohl zeit- als auch bandbegrenzte Signale der Fall. Sowohl

zeit- als auch bandbegrenzte Signale können eineindeutig durch die endlich vielen komplexwertigen Abtastwerte des äquivalenten Tiefpaßsignals im Zeitbereich beschrieben werden [Lük95, Rup93, SJ67]. Durch Zusammenfassen der Abtastwerte in Vektoren erhält man den Sendevektor und den Empfangsvektor, die eineindeutig einem Sendesignal beziehungsweise einem Empfangssignal zugeordnet sind. Man interpretiert die Signale also als komplexwertige Vektoren oder stellt umgekehrt komplexwertige Vektoren physikalisch als Bandpaßsignale dar [Lin99, Lin01, REL00]. Man hätte die Vektoren natürlich auch bezüglich einer anderen Basis, zum Beispiel im Frequenzbereich, darstellen können. Das Interferenzphänomen, die Verfahren der Interferenzreduktion und die erzielbare Performanz sind jedoch von der Wahl der Basis unabhängig, und man wird daher die Basis so wählen, daß die Kanalmodellierung möglichst einfach wird. Im folgenden enthalten die Vektoren, sofern nicht explizit anderes gesagt wird, Abtastwerte der äquivalenten Tiefpaßsignale im Zeitbereich, was üblicherweise zu einfachen Kanalmodellen führt. Die Konzentration auf zumindest näherungsweise sowohl zeit- als auch bandbegrenzte Signale ist keine große Einschränkung, da

- bei realen Antennen eine Bandbreitenbegrenzung der Signale physikalisch unumgänglich ist [MG86b],
- die Sendesignale in Mobilfunksystemen aus regulatorischen Erfordernissen auf schmale Frequenzbänder begrenzt sein müssen und folglich auch die Empfangssignale ohne Informationsverlust durch Filtern auf die Bandbreite des Sendesignals begrenzt werden dürfen,
- eine Zeitbegrenzung der Signale in Mobilfunksystemen mit Zeitmultiplexkomponente ohnehin gegeben ist und sich in Mobilfunksystemen ohne Zeitmultiplexkomponente durch Betrachten von zeitbegrenzten Signalausschnitten erzeugen läßt. Die aus der Beschränkung auf die Betrachtung von Signalausschnitten resultierenden Fehler sind bei hinreichend langen Signalausschnitten gering und lassen sich durch spezielle Signalverarbeitungstechniken weiter reduzieren [Ver88, Ver93, WNM92, WNM96, WNM93, Bra97, JA97, ML01, MJWT01].

Zunächst soll vereinfachend ein ungestörter Mobilfunkkanal mit nur einem einzigen Eingang und einem einzigen Ausgang betrachtet werden. Das Eingangssignal ist das in die Sendeantenne eingespeiste Sendesignal, und das Ausgangssignal ist das der Empfangsantenne entnommene Empfangssignal. Der Mobilfunkkanal ordnet dem Sendevektor einen Empfangsvektor zu. Die Struktur dieses funktionalen Zusammenhangs folgt aus den charakteristischen Eigenschaften [Par92, Bel63, Lor85, Ste92, Pät99]

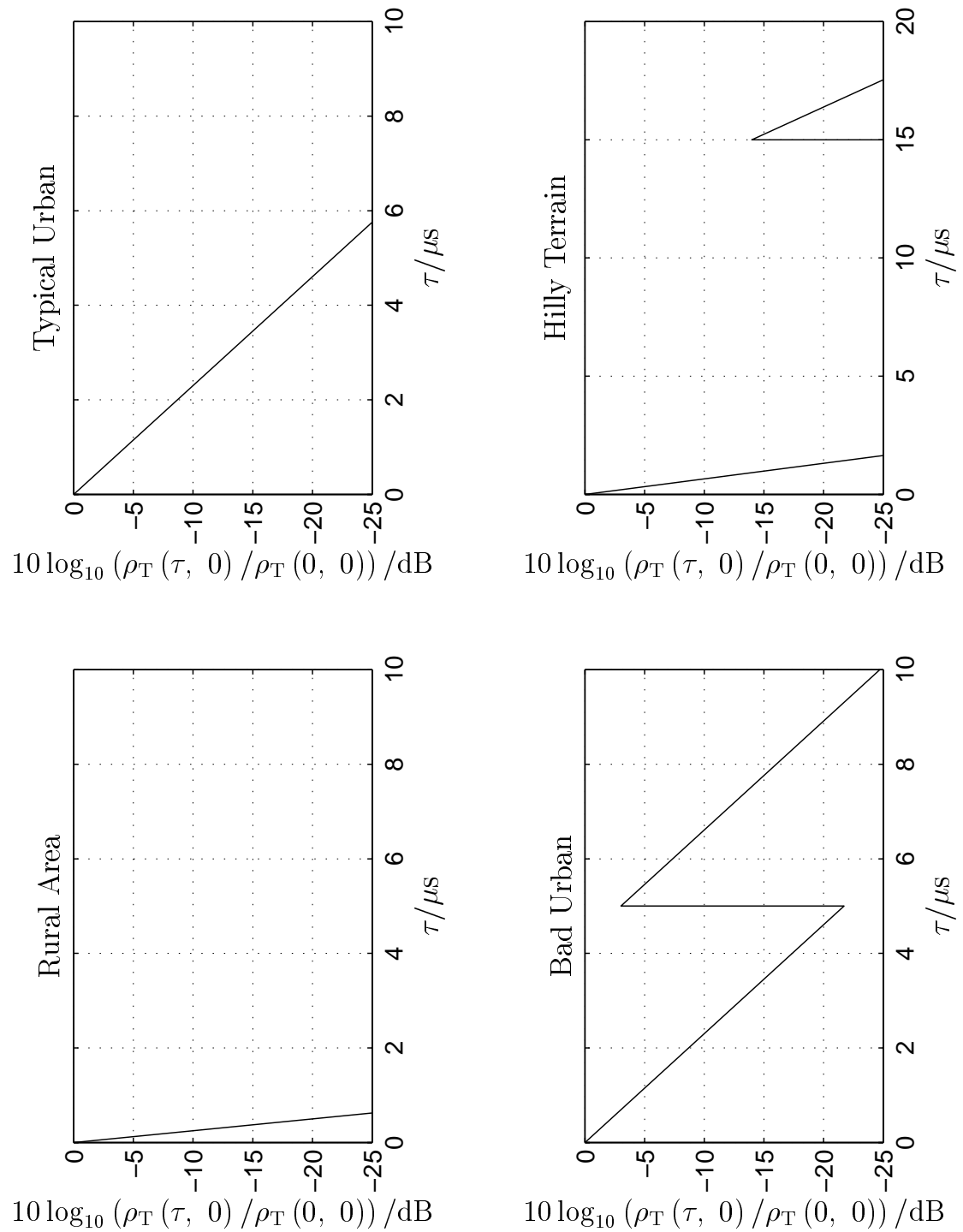
- Linearität,

- Mehrwegeausbreitung und daraus folgender Frequenzselektivität und
- Zeitvarianz

des physikalischen Mobilfunkkanals. Der Mobilfunkkanal kann folglich als lineares, zeitvariantes Übertragungssystem modelliert werden [Rup93], und der Empfangsvektor ist eine lineare, durch eine Kanalmatrix beschreibbare Funktion des Sendevektors. Infolge der Mehrwegeausbreitung hat die Kanalmatrix typischerweise Bandstruktur. Im folgenden seien die Signale vereinfachend auf Zeitintervalle zeitbegrenzt, die so kurz sind, daß sich in ihnen der Mobilfunkkanal nur unwesentlich ändert. Der Mobilfunkkanal kann dann als lineares, zeitinvariantes Übertragungssystem angesehen werden [Rup93]. Im betrachteten Zeitintervall ergibt sich der Empfangsvektor aus dem Sendevektor durch Faltung mit dem für den Mobilfunkkanal charakteristischen, die Abtastwerte der Kanalimpulsantwort des äquivalenten Tiefpaßsystems enthaltenen Kanalimpulsantwortvektor. Die Faltung ist eine lineare Funktion und läßt sich alternativ durch eine Kanalfaltungsmatrix beschreiben [Kam96, Kle96]. Bezüglich einer anderen Basis ergäbe sich natürlich ein anderer, ebenfalls linearer und durch eine Matrix beschreibbarer funktionaler Zusammenhang zwischen Sendevektor und Empfangsvektor [MV90, Fis86].

Für numerische Betrachtungen und Performanzuntersuchungen müssen typische Kanalimpulsantwortvektoren betrachtet werden. Solche typischen Kanalimpulsantwortvektoren kann man mit einem stochastischen Mobilfunkkanalmodell erzeugen. Allgemein durchgesetzt hat sich die Verwendung von Wide-Sense-Stationary-Uncorrelated-Scattering-Mobilfunkkanalmodellen (WSSUS-Mobilfunkkanalmodellen) [Bel63, Sch88a, Hoe92, Pät99, Par92]. In der vorliegenden Schrift werden für exemplarische numerische Berechnungen die in [COS89] definierten COST 207 WSSUS-Mobilfunkkanalmodelle verwendet. Die einzelnen Abtastwerte der Kanalimpulsantworten sind aufgrund der Uncorrelated-Scattering-Eigenschaft unabhängig voneinander. Die Argumente der komplexwertigen Abtastwerte sind gleichverteilt, und die Beträge sind Rayleighverteilt, wobei die Erwartungswerte der Energien der Abtastwerte dem Verzögerungsleistungsspektrum $\rho_T(\tau, 0)$ folgen. Die nach COST 207 spezifizierten Verzögerungsleistungsspektren $\rho_T(\tau, 0)$ für verschiedene Mobilfunkszenarien sind in Bild 2.1 zusammengestellt.

In einem zweiten Schritt sind Mobilfunkkanäle mit mehreren Eingängen und mehreren Ausgängen zu betrachten. Die Punkt-zu-Punkt-Kanäle zwischen den einzelnen Eingängen und Ausgängen entsprechen den oben angesprochenen Mobilfunkkanälen mit einem einzigen Eingang und einem einzigen Ausgang. An dem Ausgang ergibt sich der Empfangsvektoranteil, der vom Einspeisen eines Sendevektors in einen Eingang herrührt, durch Faltung dieses Sendevektors mit dem für dieses Pärchen von

Bild 2.1. Normierte Verzögerungsleistungsspektren $\rho_T(\tau, 0) / \rho_T(0, 0)$ nach COST 207

Eingang und Ausgang charakteristischen Kanalimpulsantwortvektor. Werden in mehrere Eingänge Sendevektoren eingespeist, so überlagern sich die Empfangsvektoranteile additiv zu einem gesamten Empfangsvektor. Die Empfangsvektoren sind also auch bei einem Mobilfunkkanal mit mehreren Eingängen und Ausgängen lineare Funktionen der Sendevektoren. Im allgemeinen sind die Kanalimpulsantwortvektoren zwischen verschiedenen Eingängen und Ausgängen des Mobilfunkkanals nicht unabhängig voneinander, da sich die Funkwellen für eng benachbarte Sende- oder Empfangsantennen auf ähnlichen Wegen ausbreiten. Mobilfunkkanalmodelle, die derartige Abhängigkeiten der Kanalimpulsantwortvektoren beachten, müssen die Geometrie der Antennenkonfiguration und der Wellenausbreitung berücksichtigen [LR96, ER99, FL96, BJ98, LR99]. Falls jedoch jede Mobilstation und Basisstation nur eine einzige Antenne hat, sind die zu den verschiedenen Eingängen und Ausgängen gehörenden Antennen typischerweise so weit voneinander entfernt, daß die Kanalimpulsantwortvektoren der verschiedenen Punkt-zu-Punkt-Kanäle zwischen den einzelnen Eingängen und Ausgängen als völlig unabhängig voneinander angesehen werden können. Für numerische Betrachtungen können dann typische Kanalimpulsantwortvektoren getrennt voneinander gemäß den oben diskutierten stochastischen Modellen für Punkt-zu-Punkt-Kanäle erzeugt werden.

Im folgenden wird zur Vereinfachung der Schreibweise nicht mehr zwischen den Signalen in den ihnen eineindeutig zugeordneten Vektoren unterschieden.

2.2 Systemmodellierung

2.2.1 Aufwärtsstrecke

Als Basis für die folgenden Betrachtungen soll hier zunächst ein Systemmodell der Aufwärtsstrecke wiedergegeben werden [Kle96], das nur die Übertragung von Daten berücksichtigt, das heißt das Senden von Trainingssignalen zum Kanalschätzen wird zunächst nicht berücksichtigt. Die Struktur des Senders wird hier als, zum Beispiel durch einen Standard, vorgegeben angesehen. Das Systemmodell eignet sich zum Untersuchen gemeinsamer Datenschätzverfahren, wenn man annimmt, daß die in den Kanalimpulsantworten enthaltene, zum Datenschätzen benötigte Kanalkennntnis im Empfänger perfekt verfügbar sei. Es wird davon ausgegangen, daß die Empfangssignale in jeder Basisstation getrennt verarbeitet werden. Verfahren, die die Empfangssignale mehrerer Basisstationen gemeinsam verarbeiten, bleiben zunächst unberücksichtigt. Es wird die in Abschnitt 2.1 eingeführte Vektordarstellung von Signalen verwendet.

Ein erster Schritt beim Entwurf des Systemmodells besteht in der Auswahl eines angemessenen Ausschnitts des hypothetisch unendlich großen Mobilfunksystems. Man wählt eine Referenzmobilstation, deren Nachrichtenübertragung betrachtet werden soll, aus. Die Nachrichten dieser Referenzmobilstation werden von der Referenzbasisstation, der die Referenzmobilstation zugeordnet ist, empfangen. Die anderen Basisstationen des Mobilfunksystems brauchen nicht berücksichtigt zu werden. Beim Empfang der Nachrichten der Referenzmobilstation soll eine gemeinsame Datenschätzung durchgeführt werden. Die Mobilstationen, deren Interferenzen durch gemeinsame Datenschätzung unschädlich gemacht werden sollen, müssen daher ebenfalls berücksichtigt werden. Die zusätzlich zur Referenzmobilstation berücksichtigten Mobilstationen können zum Beispiel die Mobilstationen sein, die der gleichen Basisstation zugeordnet sind. Die übrigen Mobilstationen des Mobilfunksystems braucht man nicht explizit zu berücksichtigen, da die Struktur der von ihnen verursachten Empfangssignalanteile für den Entwurf des gemeinsamen Datenschätzers irrelevant ist und die Empfangssignalanteile folglich als Rauschen modelliert werden können. Inklusive der Referenzmobilstation werden insgesamt K Mobilstationen $k \in \{1 \dots K\}$ bei der gemeinsamen Datenschätzung berücksichtigt.

Das im folgenden eingeführte Systemmodell geht auf [Kle96, KB92] zurück. Bild 2.2 zeigt ein Blockdiagramm der Aufwärtsstrecke des betrachteten CDMA-Mobilfunksystems. Es wird ein digitales Mobilfunksystem betrachtet, in dem jede Mobilstation k in dem betrachteten Zeitintervall Nachrichten in Form eines uncodierten binären Datenvektors

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^{(k)} &= \left(u_1^{(k)} \dots u_L^{(k)} \right)^T, \\ u_l^{(k)} &\in \{-1, +1\}, \quad l = 1 \dots L, \quad k = 1 \dots K, \end{aligned} \quad (2.1)$$

der Dimension L sendet.

Aus den uncodierten binären Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$ entstehen durch Fehlerschutzcodieren die codierten binären Datenvektoren

$$\begin{aligned} \mathbf{d}^{(k)} &= \left(d_1^{(k)} \dots d_M^{(k)} \right)^T, \\ d_m^{(k)} &\in \{-1, +1\}, \quad m = 1 \dots M, \quad k = 1 \dots K, \end{aligned} \quad (2.2)$$

der Dimension M . Im folgenden wird exemplarisch von einer Fehlerschutzcodierung mit einem Faltungscode [Fri96, Bos92, Roh95, Pro95, VO79, Hub92] der Rate R_c und der Einflußlänge L_c ausgegangen. Das zugehörige Trellisdiagramm wird durch Anhängen von L_c bekannten Bits an die zu codierenden binären Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$,

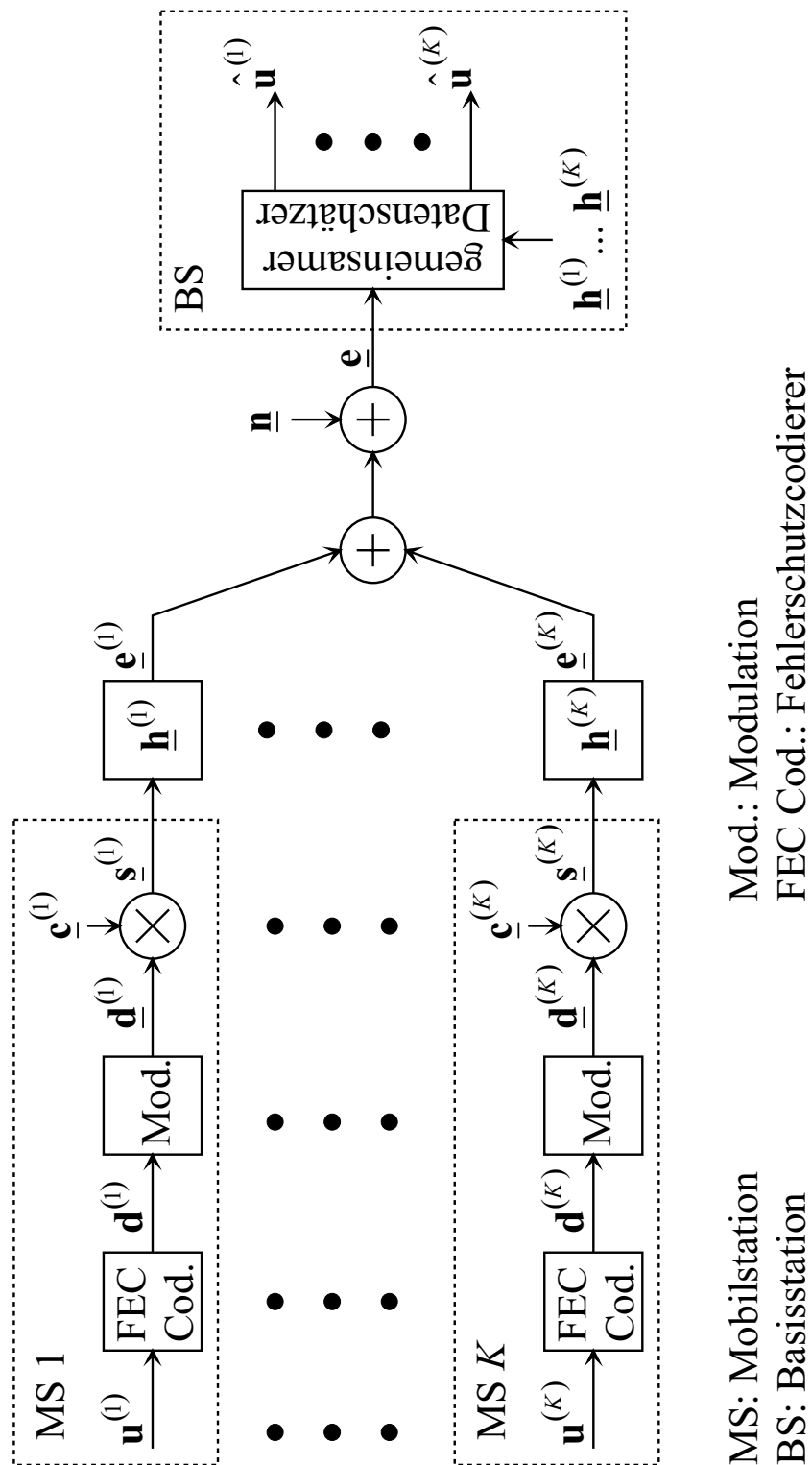


Bild 2.2. Systemmodell der Aufwärtsstrecke

in einen definierten Endzustand überführt. Für die Dimension des codierten binären Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$ folgt

$$M = \frac{L + L_c - 1}{R_c}. \quad (2.3)$$

Alternativ könnte die Fehlerschutzcodierung beispielsweise aber auch mit einem Blockcode [Fri96, Bos92, Roh95, Pro95, VO79] oder einem Turbocode [Bos92, BG96, BM96, HOP96, Hag97] erfolgen. Ein eventuell durchgeführte Verschachtelung ist als Bestandteil der Fehlerschutzcodierung zu betrachten.

Voraussetzung für die Anwendbarkeit vieler in der vorliegenden Schrift diskutierter Interferenzreduktionsverfahren ist, daß das Modulationsverfahren linear ist [Pro95, Kam96] oder durch Vorcodieren zumindest approximativ linearisierbar ist [Lau86, Kam96]. Aus den codierten binären Datenvektoren $\mathbf{d}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.2) erhält man durch lineares Modulieren die komplexen Datenvektoren

$$\underline{\mathbf{d}}^{(k)} = \left(\underline{d}_1^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.4)$$

der Dimension N . Zuverlässigkeitsinformationen berücksichtigende Verfahren zur Schätzwertverbesserung sind besonders einfach und rechenaufwandsgünstig, wenn die Modulation nach den Verfahren Binary-Phase-Shift-Keying (BPSK) oder Quadratur-Phase-Shift-Keying (QPSK) erfolgt. Im folgenden wird daher exemplarisch eine QPSK-Modulation angenommen. Die Parameter L , Einflußlänge L_c und Rate R_c seien vereinfachend derart gewählt, daß die Dimension M der codierten binären Datenvektoren $\mathbf{d}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ein Vielfaches von zwei ist. Die komplexen Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, entstehen durch Modulieren von je zwei codierten Bits $\left(d_{2n-1}^{(k)}, d_{2n}^{(k)} \right)$, siehe Bild 2.3. Für die komplexen Datensymbole gilt

$$\underline{d}_n^{(k)} = d_{2n-1}^{(k)} + j d_{2n}^{(k)}, \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.5)$$

Die Anzahl der komplexen Datensymbole ist folglich

$$N = \frac{L + L_c - 1}{2R_c}. \quad (2.6)$$

Eine Trennung von Codierung und Modulation ist nicht unbedingt erforderlich. Letztlich kommt es darauf an, daß den uncodierten binären Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.1) komplexe Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, siehe (2.4), zugeordnet werden. Dies kann zum Beispiel auch in einem einzigen Schritt durch trelliscodierte Modulation geschehen [Fri96, Roh95, Pro95, Ung87].

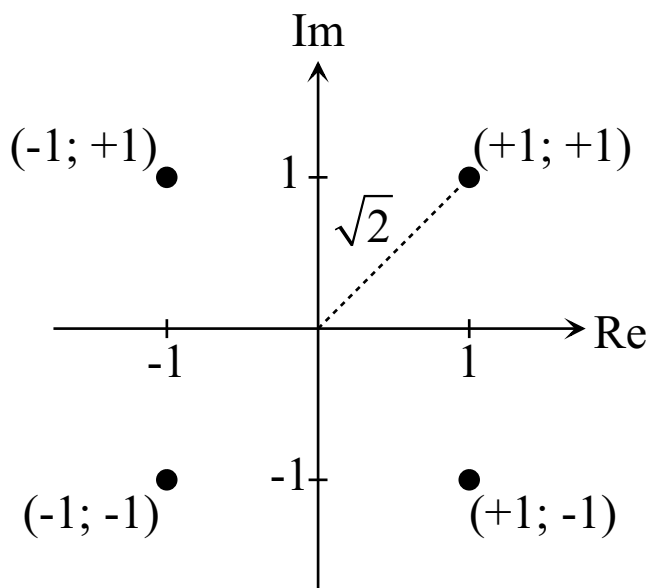


Bild 2.3. QPSK-Modulation

Die Sendesignale

$$\underline{s}^{(k)} = \left(s_1^{(k)} \dots s_S^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.7)$$

der Dimension

$$S = NQ \quad (2.8)$$

entstehen durch Spreizen der Datenvektoren $\underline{d}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.4) mit einem mobilstationsspezifischen Spreizcode

$$\underline{c}^{(k)} = \left(c_1^{(k)} \dots c_Q^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.9)$$

der Dimension Q . Es gilt

$$s_s^{(k)} = c_{((s-1) \bmod Q)+1}^{(k)} \cdot d_{((s-1) \bmod Q)+1}^{(k)}, \quad s = 1 \dots S, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.10)$$

Das heißt, der aus dem Senden eines Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ resultierende Sendesignalanteil entspricht dem mit dem Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ gewichteten und um $(n-1)Q$ Abtastwerte verschobenen Spreizcode $\underline{c}^{(k)}$. Der um $(n-1)Q$ Abtastwerte verschobene Spreizcode $\underline{c}^{(k)}$ wird daher auch als gesendete Signatur des Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ bezeichnet. Hier wird für alle von einer Mobilstation k gesendeten Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der gleiche Spreizcode $\underline{c}^{(k)}$ verwendet. Im allgemeinen kann man aber auch für jedes Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ nach dem Konzept der langen Spreizcodes oder Verwürfelungscodes [DJ98, HT00] einen anderen Spreizcode oder auch für jede Mobilstation einen individuellen, an deren Datenratenbedarf angepaßten Spreizfaktor verwenden [DJ98, ASO97, AS97, HT00].

Im folgenden wird angenommen, daß die Mobilfunkkanäle von den Mobilstationen k , $k = 1 \dots K$, zur Basisstation für die Dauer der Sendesignale $\underline{s}^{(k)}$ nach (2.7) zeitinvariant sind. Die Mobilfunkkanäle können daher als lineare zeitinvariante Übertragungssysteme mit den Kanalimpulsantworten

$$\underline{h}^{(k)} = \left(\underline{h}_1^{(k)} \dots \underline{h}_W^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.11)$$

der Dimension W modelliert werden [Rup93, Hoe92]. Die kombinierte Kanalimpulsantwort $\underline{b}^{(k)}$ ist als Faltungsprodukt von Spreizcode $\underline{c}^{(k)}$ nach (2.9) und Kanalimpulsantwort $\underline{h}^{(k)}$ nach (2.11) definiert [Kle96]:

$$\underline{b}^{(k)} = \underline{c}^{(k)} * \underline{h}^{(k)} = \left(b_1^{(k)} \dots b_{Q+W-1}^{(k)} \right)^T. \quad (2.12)$$

Basierend auf den kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{b}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, definiert man die Systemmatrizen [Kle96]

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{A}}^{(k)} &= \left(\underline{\mathbf{A}}_1^{(k)} \dots \underline{\mathbf{A}}_N^{(k)} \right) \\ &= \begin{pmatrix} \underline{A}_{1,1}^{(k)} & \dots & \underline{A}_{1,N}^{(k)} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{A}_{N,Q+W-1,1}^{(k)} & \dots & \underline{A}_{N,Q+W-1,N}^{(k)} \end{pmatrix}, \quad k = 1 \dots K, \\ \underline{A}_{(n-1)Q+l,n}^{(k)} &= \begin{cases} \underline{b}_l^{(k)} & \text{für } n = 1 \dots N, \\ & l = 1 \dots Q + W - 1, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Der auf das Senden des komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, siehe (2.4), durch Mobilstation k zurückgehende Empfangssignalanteil ergibt sich zu

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \underline{\mathbf{A}}^{(k)} \cdot \underline{\mathbf{d}}^{(k)}. \quad (2.14)$$

Der Empfangssignalanteil $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ ist ein Vektor der Dimension $NQ + W - 1$. Der auf das Senden eines Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ zurückgehende Empfangssignalanteil entspricht folglich der mit dem Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ gewichteten n -ten Spalte $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$ der Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$. Die Spalten $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ werden daher auch als empfangene Signaturen bezeichnet.

Mit dem Störsignal $\underline{\mathbf{n}}$ der Dimension $NQ + W - 1$, das die Empfangssignalanteile der im Modell nicht berücksichtigten Mobilstationen und ein eventuell nicht vernachlässigbares systemfremdes Störsignal enthält, ergibt sich das Empfangssignal an der Basisstation zu

$$\underline{\mathbf{e}} = \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{A}}^{(k)} \cdot \underline{\mathbf{d}}^{(k)} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (2.15)$$

Im folgenden wird das Störsignal $\underline{\mathbf{n}}$ als stationäres Rauschen mit einer bekannten Kovarianzmatrix [Kam96]

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}} = \text{E} \{ \underline{\mathbf{n}} \underline{\mathbf{n}}^{*\text{T}} \} \quad (2.16)$$

angenommen.

Im Falle weißen Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$ entartet die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ nach (2.16) zu einer Einheitsmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}} = \sigma^2 \mathbf{I}. \quad (2.17)$$

Mit der Energie

$$E_{\text{b},n}^{(k)} = \frac{1}{4} \underline{\mathbf{b}}^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{b}}^{(k)} \left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2 \quad (2.18)$$

des auf das Senden eines der beiden im n -ten Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ von Teilnehmer k enthaltenen Bits zurückgehenden Empfangssignalanteils im äquivalenten Bandpaßbereich und der zweiseitigen spektralen Leistungsdichte

$$\frac{N_0}{2} = \frac{\sigma^2}{4} \quad (2.19)$$

des äquivalenten Bandpaßrauschens folgt

$$\frac{E_{\text{b},n}^{(k)}}{N_0} = \frac{\underline{\mathbf{b}}^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{b}}^{(k)} \left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2}{2\sigma^2}. \quad (2.20)$$

Wenn das Störsignal $\underline{\mathbf{n}}$ auf viele unabhängige Quellen zurückgeht, so kann man gemäß dem zentralen Grenzwertsatz [Pap91, Bos86] in guter Näherung annehmen, daß $\underline{\mathbf{n}}$ gaußverteilt ist. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des mehrdimensional gaußverteilten komplexwertigen Rauschens mit der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$, siehe (2.16), ist [Wha71, Pro95, SJ67]

$$p(\underline{\mathbf{n}}) = \frac{1}{\pi^{NQ+W-1} \det(\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}})} \cdot \exp(-\underline{\mathbf{n}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{n}}). \quad (2.21)$$

Aufgabe des gemeinsamen Datenschätzers im Basisstationsempfänger ist es, Schätzungen $\hat{\mathbf{u}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der uncodierten binären Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.1) zu ermitteln. Zunächst werde angenommen, daß dem gemeinsamen Datenschätzer neben den Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.9) und der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ nach (2.16) des Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$ auch die Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.11) perfekt bekannt sind. Die Kenntnis der Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und der Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, impliziert die Kenntnis der Systemmatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.13).

Zur Vereinfachung der Schreibweisen werden noch der totale uncodierte binäre Datenvektor

$$\mathbf{u} = \left(\mathbf{u}^{(1)\text{T}} \dots \mathbf{u}^{(K)\text{T}} \right)^{\text{T}}, \quad (2.22)$$

der totale codierte binäre Datenvektor

$$\mathbf{d} = \left(\mathbf{d}^{(1)\text{T}} \dots \mathbf{d}^{(K)\text{T}} \right)^{\text{T}}, \quad (2.23)$$

der totale komplexe Datenvektor

$$\underline{\mathbf{d}} = \left(\underline{\mathbf{d}}^{(1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{d}}^{(K)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (2.24)$$

und die totale Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}} = \left(\underline{\mathbf{A}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{A}}^{(K)} \right) \quad (2.25)$$

eingeführt. Mit (2.25) und (2.24) ergibt sich das Empfangssignal (2.15) gemäß der Systemgleichung

$$\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (2.26)$$

Das vorgestellte Systemmodell läßt sich auf vielerlei Art erweitern, ohne daß sich dadurch seine mathematische Struktur ändern würde. Man kann beispielsweise auch den Fall betrachten, daß dem gemeinsamen Datenschätzer Empfangssignale mehrerer Antennen zur Verfügung stehen [SB96, BKNS94a, Bla98]. Diese mehreren Empfangsantennen können an einer Basisstation angebracht sein, oder es kann sich um die Empfangsantennen mehrerer Basisstationen handeln. An jeder Empfangsantenne $k_a \in \{1 \dots K_a\}$ erhält man analog zu (2.26) ein empfangsantennenspezifisches Empfangssignal

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k_a)} = \underline{\mathbf{A}}^{(k_a)} \cdot \underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (2.27)$$

Mit dem totalen Empfangsvektor

$$\underline{\mathbf{e}} = \left(\underline{\mathbf{e}}^{(1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{e}}^{(K_a)\text{T}} \right)^{\text{T}}, \quad (2.28)$$

und der sich aus den empfangsantennenspezifischen Systemmatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(k_a)}$ zusammensetzenden totalen Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}} = \left(\underline{\mathbf{A}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{A}}^{(K_a)} \right) \quad (2.29)$$

erhält man wieder die Systemgleichung (2.26). Wichtig für die Betrachtungen gemeinsamer Datenschätzverfahren in der vorliegenden Schrift ist allein, daß das Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}$, siehe (2.26), die Summe einer linearen, durch eine Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}$ beschriebenen Funktion des totalen gesendeten Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) und einer Störung $\underline{\mathbf{n}}$ ist.

Man kann den Empfangsvektor $\underline{\mathbf{e}}$, siehe (2.26), auch bezüglich einer anderen Basis, zum Beispiel im Frequenzbereich [Lük95], betrachten. Mit der Transformationsmatrix $\tilde{\mathbf{T}}$ [Fis86, MV90] folgt für den transformierten Empfangsvektor

$$\tilde{\underline{\mathbf{e}}} = \tilde{\mathbf{T}} \underline{\mathbf{e}} \quad (2.30)$$

die transformierte Systemgleichung

$$\tilde{\underline{\mathbf{e}}} = \underbrace{\tilde{\mathbf{T}} \mathbf{A}}_{\tilde{\mathbf{A}}} \cdot \underline{\mathbf{d}} + \underbrace{\tilde{\mathbf{T}} \mathbf{n}}_{\tilde{\underline{\mathbf{n}}}} \quad (2.31)$$

mit der transformierten Systemmatrix

$$\tilde{\mathbf{A}} = \tilde{\mathbf{T}} \mathbf{A} \quad (2.32)$$

und dem transformierten Störvektor

$$\tilde{\underline{\mathbf{n}}} = \tilde{\mathbf{T}} \mathbf{n}. \quad (2.33)$$

Aus (2.33) folgt mit (2.16) die transformierte Kovarianzmatrix

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{nn}} = \text{E} \{ \tilde{\underline{\mathbf{n}}} \tilde{\underline{\mathbf{n}}}^{*\text{T}} \} = \tilde{\mathbf{T}} \mathbf{R}_{\text{nn}} \tilde{\mathbf{T}}^{*\text{T}} \quad (2.34)$$

des transformierten Störvektors $\tilde{\underline{\mathbf{n}}}$.

2.2.2 Abwärtsstrecke

Für die Abwärtsstrecke erhält man ein dem im Abschnitt 2.2.1 vorgestellten Aufwärtsstreckenmodell sehr ähnliches Abwärtsstreckenmodell, wenn man die gemeinsame Datenschätzung in einer Referenzmobilstation betrachtet. Die anderen Mobilstationen brauchen hier nicht berücksichtigt zu werden, da die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung aufgrund der räumlichen Trennung der Mobilstationen in jeder Mobilstation getrennt erfolgen muß. Bild 2.4 zeigt ein Blockdiagramm der Abwärtsstrecke aus der Sicht der Referenzmobilstation, wenn man nur die Sendesignale $\underline{\mathbf{s}}^{(k)}$, siehe (2.7), der Referenzbasisstation, der die Referenzmobilstation zugeordnet ist, betrachtet. In der Basisstation befinden sich getrennte Sender zum Versorgen der Mobilstationen $1 \dots K$, die jeweils gemäß den bereits in Abschnitt 2.2.1 betrachteten Signalverarbeitungsverfahren Sendesignale $\underline{\mathbf{s}}^{(k)}$ für die einzelnen Mobilstationen erzeugen. Das gesamte Sendesignal ergibt sich nun als Summe

$$\underline{\mathbf{s}} = \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{s}}^{(k)} \quad (2.35)$$

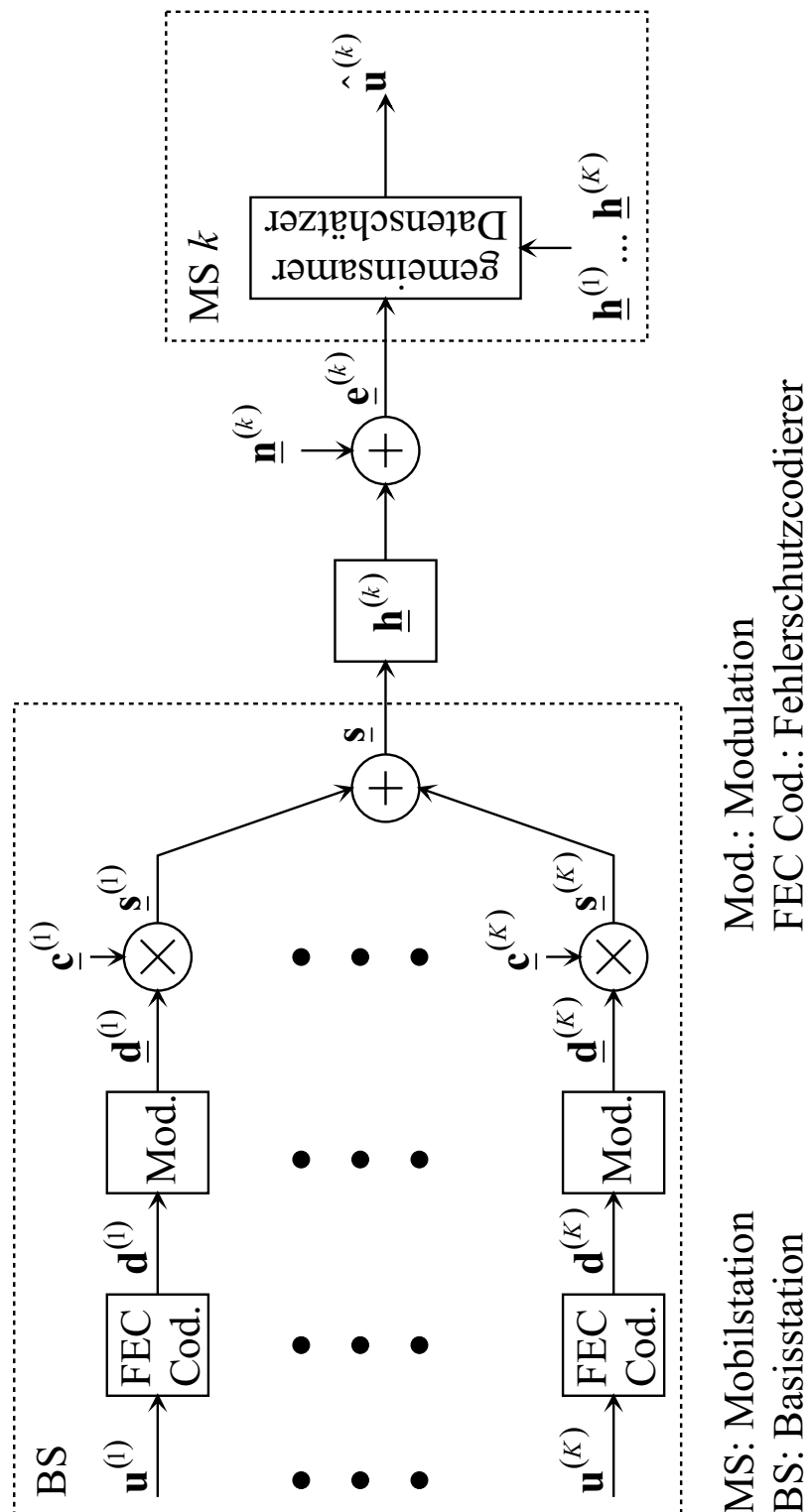


Bild 2.4. Systemmodell der Abwärtsstrecke

dieser Sendesignalanteile. Das gesamte Sendesignal \underline{s} gelangt über einen durch die Kanalimpulsantwort $\underline{h}^{(k)}$ nach (2.11) charakterisierten Mobilfunkkanal zur betrachteten Referenzmobilstation k , wo sich ein mobilstationsspezifisches Störsignal $\underline{n}^{(k)}$ additiv überlagert. Dieses mobilstationsspezifische Störsignal setzt sich aus den von den nicht berücksichtigten anderen Basisstationen stammenden Empfangssignalen und eventuell nicht vernachlässigbaren systemfremden Störsignalen zusammen. Formal ergibt sich aus der Sicht der einen Referenzmobilstation ein dem in Abschnitt 2.2.1 für die Aufwärtsstrecke hergeleiteten Systemmodell äquivalentes Systemmodell, wenn man nur die Kanalimpulsantworten alle gleich der Kanalimpulsantwort $\underline{h}^{(k)}$ der Referenzmobilstation setzt. Aufgabe des gemeinsamen Datenschätzers in der Referenzmobilstation k ist es, eine Schätzung $\hat{\mathbf{u}}^{(k)}$ des uncodierten binären Datenvektors $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) zu ermitteln.

2.3 TD-CDMA als exemplarisches CDMA-Mobilfunksystem

TD-CDMA ist ein seit Anfang der neunziger Jahre am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung entwickeltes Konzept für Mobilfunksysteme der dritten Generation [BFKM93, FKB94, KB93, KKKB94, SJ94, SB93, SJ93, KB92]. TD-SCDMA [SAG02] ist eine für den chinesischen Markt gedachte Weiterentwicklung von TD-CDMA. Bild 2.5 zeigt eine schematische Darstellung des in TD-CDMA sowohl in der Aufwärtsstrecke als auch in der Abwärtsstrecke verwendeten hybriden Vielfachzugriffsverfahrens. Dieses Vielfachzugriffsverfahren verwendet eine Kombination aller drei elementaren Vielfachzugriffsverfahren Frequenzmultiplex, Zeitmultiplex und Codemultiplex und ist Resultat langjähriger Optimierungsarbeiten [BKNS94a, NSKJ95, SB96, JBNB94, BKNS94b]. Für die Frequenzmultiplexkomponente wird das gesamte für das Mobilfunksystem verfügbare Frequenzband der Bandbreite B_{sys} in N_f Frequenzschlitze der Bandbreite B aufgeteilt. Jeder Teilnehmer verwendet jeweils nur einen dieser Frequenzschlitze. Für die Zeitmultiplexkomponente wird die Zeit in Rahmen der Dauer T_{fr} aufgeteilt, die wiederum in N_{fr} Zeitschlitze der Dauer T_{bu} aufgeteilt werden. Im folgenden wird von einem synchronen Mobilfunknetz ausgegangen, in dem also die Zeitschlitze im gesamten Mobilfunknetz zu den selben Zeitpunkten beginnen und enden. Jeder Teilnehmer verwendet periodisch einen der Zeitschlitze jedes Rahmens. Die auftretenden Signale von der Dauer eines Zeitschlitzes werden auch als Bündel bezeichnet. Durch Einsatz der Codemultiplexkomponente sind in einer Zelle im selben Frequenzschlitz und Zeitschlitz wiederum mehrere Teilnehmer aktiv, deren Sendesignale unter Einsatz unterschiedlicher Spreizcodes $\underline{c}^{(k)}$, siehe (2.9), erzeugt werden. Ein solches Sendesignal innerhalb eines Zeitschlitzes wird als Sendebündel bezeichnet

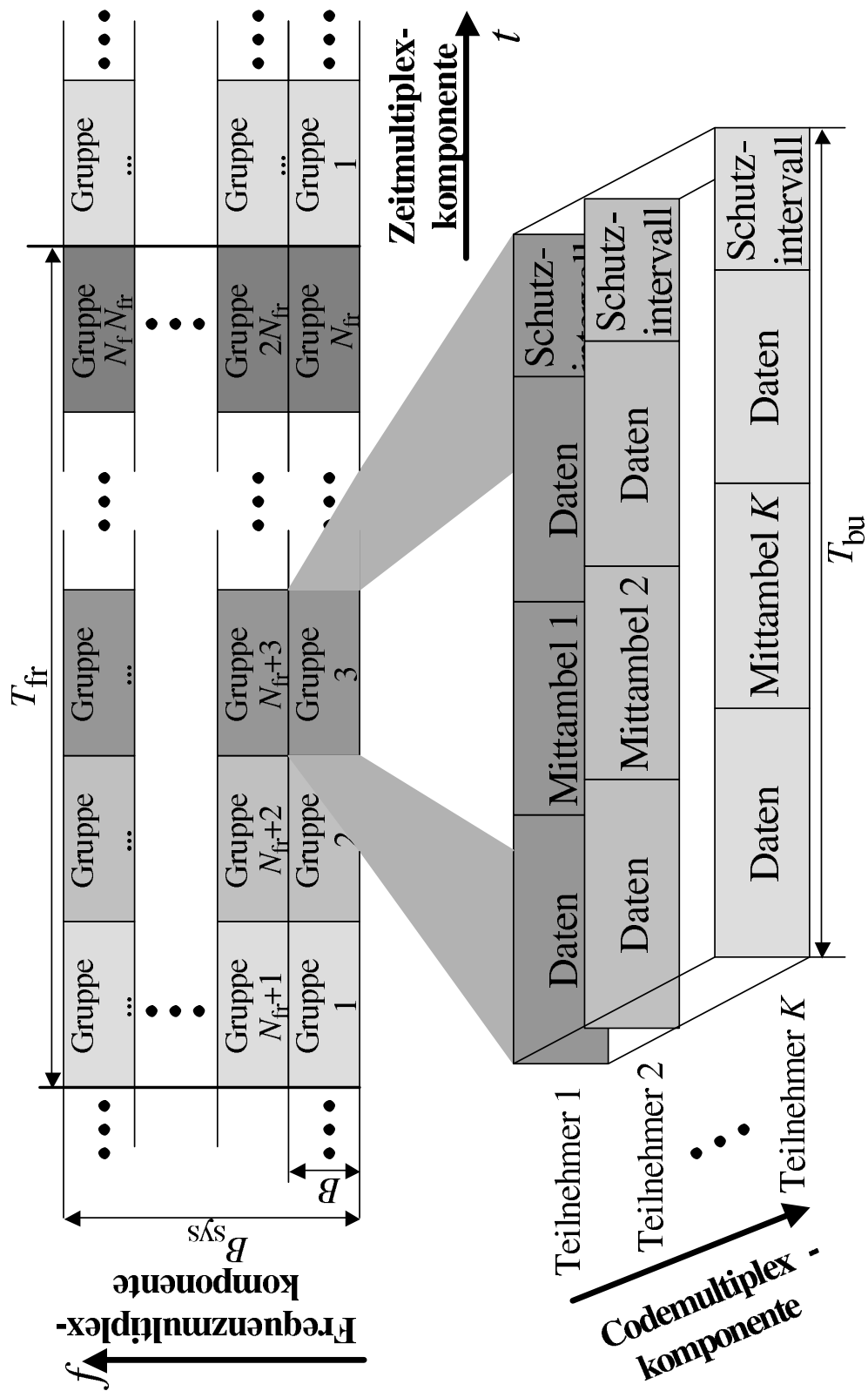


Bild 2.5. Hybrides Vielfachzugriffsverfahren von TD-CDMA

und hat die ebenfalls in Bild 2.5 gezeigte Büschelstruktur. Neben den datentragenden Sendesignalabschnitten, die gemäß der in Abschnitt 2.2.1 diskutierten Verfahren erzeugt werden, enthält das Sendebüschel noch ein in der Büschelmitte angeordnetes, als Mittambel bezeichnetes, dem Empfänger bekanntes Trainingssignal zur Kanalschätzung. Weiterhin befindet sich am Büschelende ein Schutzintervall, in dem nichts gesendet wird. Durch das Schutzintervall wird vermieden, daß die als Empfangsbüschel bezeichneten Empfangssignale während eines Zeitschlitzes infolge der zeitlich ausgehenden Kanalimpulsantworten des Mobilfunkkanals Anteile enthalten, die auf das Sendebüschel des vorhergehenden Zeitschlitzes zurückgehen [BKNS94a, BJ96, BKNS94b].

Da die Empfangssignalanteile von Teilnehmern, die verschiedene Frequenzschlitze oder Zeitschlitze verwenden, durch Filtern beziehungsweise zeitliches Fenster einfach separiert werden können, sind für die im folgenden zu betrachtenden Interferenzreduktionsverfahren insbesondere die im selben Frequenzschlitz und Zeitschlitz aktiven Teilnehmer aller Zellen des Mobilfunknetzes relevant. Im folgenden werden nur die Signale einer begrenzten Anzahl K an Teilnehmern, zum Beispiel den im selben Frequenzschlitz und Zeitschlitz aktiven Teilnehmern einer Zelle, explizit berücksichtigt und die Signale der übrigen Teilnehmer als Rauschen modelliert.

Datenschätzung und Kanalschätzung können getrennt behandelt werden, obwohl sich die aus den datentragenden Sendesignalabschnitten und die aus den gesendeten Mittambeln resultierenden Empfangssignalanteile zeitlich überlappen. Zunächst kann man basierend auf dem Empfangssignalabschnitt, der allein aus dem Senden der Mittambeln resultiert, die Kanalschätzung durchführen. Dann rekonstruiert man, ausgehend von den bekannten Mittambeln und der nun zumindest näherungsweise vorhandenen Kanalkennntnis, die aus dem Senden der Mittambeln resultierenden Empfangssignalanteile und zieht sie vom Empfangssignal ab [Naß95, Ste95]. Man erhält ein Empfangssignal für die Datenschätzung, das in guter Näherung nur auf die datentragenden Sendesignalabschnitte zurückgeht.

Neben allgemeinen Betrachtungen werden in dieser Schrift zur Veranschaulichung auch exemplarische numerische Berechnungen und Simulationen durchgeführt. Sofern nicht explizit anders erwähnt, gelten hierfür die in Tabelle 2.1 zusammengestellten typischen Parameter eines TD-CDMA Mobilfunksystems [HKK⁺00]. Es werden orthogonale Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), verwendet, die durch Verwürfeln der 16 Walsh-Codes der Länge $Q = 16$ mit einer gemeinsamen binären Pseudozufallsfolge erzeugt werden. Die Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden von Büschel zu Büschel mit einer anderen binären Pseudozufallsfolge neu verwürfelt.

Tabelle 2.1. Parameter

Parameter	Wert
Coderate	$R_c = 1/2$
Einflußlänge	$L_c = 5$
Generatorpolynome	$g_1 = [10011]$ $g_2 = [11101]$
Anzahl der uncodierten Bits	$L = 118$
Modulation	QPSK
Anzahl der komplexen Datensymbole	$N = 122$
Spreizfaktor	$Q = 16$
Anzahl der Mobilstationen	$1 \leq K \leq 8$
Länge der Kanalimpulsantwort	$W = 57$
Chiprate	$f_c = 3.84 \text{ Mchip/s}$
Mittambellänge	$L_m = 512$
Schutzintervalldauer	$T_{\text{gu}} = 25 \mu\text{s}$
Zeitschlitzdauer	$T_{\text{bu}} = 666,67 \mu\text{s}$
Rahmendauer	$T_{\text{fr}} = 10 \text{ ms}$

Kapitel 3

Das Phänomen der Interferenz in zellularen CDMA-Mobilfunksystemen

3.1 Zellulares Konzept

Charakteristisch für zellulare Mobilfunksysteme ist, daß ein sehr großes Gebiet, bestehend aus vielen Zellen, versorgt werden muß. Aufgrund der großen gesamten Teilnehmerzahl ist es nicht möglich, die Interferenzen dem Konzept der Vielfachzugriffsverfahren, siehe Abschnitt 1.2, folgend durch exklusive Nutzung von Frequenzschlitzen oder Zeitschlitzen vollständig zu eliminieren, da die für das Mobilfunksystem benötigte Bandbreite proportional zur Teilnehmeranzahl und damit indiskutabel groß wäre. Das zellulare Konzept bietet jedoch eine Möglichkeit, dieses mobilfunkspezifische Interferenzproblem auf einfache Art und Weise zu entschärfen. Im Gegensatz zu den Vielfachzugriffsverfahren, deren Ziel das Reduzieren von Interferenzen innerhalb einer Zelle ist, zielt das zellulare Konzept darauf, die Interferenzen zwischen den Teilnehmern verschiedener Zellen auf ein erträgliches Maß zu reduzieren. Die folgenden Betrachtungen gelten sowohl für die Aufwärtsstrecke als auch für die Abwärtsstrecke. Die Grundidee des zellularen Konzeptes ist es, den Teilnehmern benachbarter Zellen unterschiedliche Frequenzkanäle zuzuweisen, wobei aber im Gegensatz zu den Vielfachzugriffsverfahren Teilnehmer in hinreichend weit voneinander entfernten Zellen die gleichen Frequenzkanäle nutzen dürfen [MD79]. Jeder Zelle ist also ein Frequenzkanal zugeordnet. Zellen, die den gleichen Frequenzkanal nutzen, bezeichnet man als Gleichkanalzellen. Infolge der Mehrfachnutzung von Frequenzkanälen kommt man auch in einem hypothetisch unendlich ausgedehnten Mobilfunksystem mit einer endlichen Anzahl an Frequenzkanälen und damit einer endlichen Bandbreite für das gesamte Mobilfunksystem aus.

Da eine flächendeckende Versorgung gefordert wird, muß das zu versorgende Gebiet vollständig mit Zellen gepflastert werden, wobei sich die Zellen nicht überlappen dürfen. Für vereinfachte theoretische Untersuchungen fordert man abweichend von der Realität, daß die Zellen die Form regelmäßiger Vielecke haben. Eine vollständige Pflasterung ist dann mit regelmäßigen Sechsecken, Quadraten oder gleichseitigen Dreiecken möglich. Wegen der größten Ähnlichkeit zum Kreis betrachtet man in der Regel sechseckige Zellen [MD79]. Der Abstand zwischen Zellmittelpunkt und einer der Zellecken wird als Zellradius ρ_0 bezeichnet. Man findet nun für eine mit Zellen in der Form regelmäßiger Sechsecke vollständig gepflasterte Ebene bestimmte regelmäßige Muster für

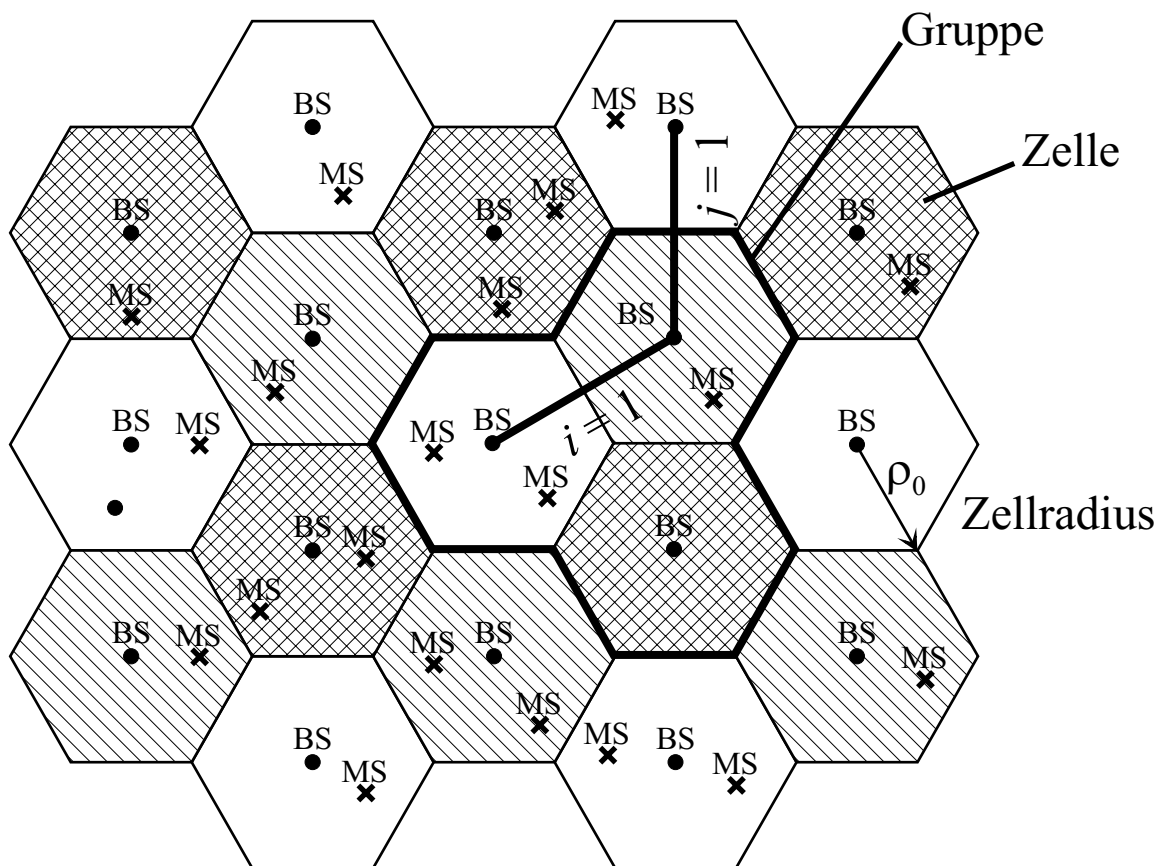


Bild 3.1. Zellulares Konzept [MD79], $i = j = 1$, Wiederholabstand $r = 3$

die Nutzung der Frequenzkanäle [MD79], siehe Bild 3.1. Ein solches regelmäßiges Frequenzkanalnutzungsmuster zeichnet sich dadurch aus, daß es bezüglich der Orte der Gleichkanalzellen

- verschiebungsinvariant für Verschiebungen um ein Vielfaches des Zellabstandes in Richtung einer der sechs Nachbarzellen einer Zelle und
- rotationsinvariant für Drehungen um ein Vielfaches von 60°

ist. Jedes mögliche regelmäßige Frequenzkanalnutzungsmuster läßt sich durch zwei Parameter i und j beschreiben, die die Wege von einer Referenzzelle zu den sechs nächsten Gleichkanalzellen beschreiben. Um zu einer Gleichkanalzelle zu gelangen,

- geht man zunächst i Zellen in Richtung einer der sechs Nachbarzellen und
- biegt dann in einem Winkel von sechzig Grad ab und geht noch j Zellen weiter.

Aus den Parametern i und j folgt die als Wiederholabstand bezeichnete Anzahl

$$r = i^2 + j^2 + i \cdot j, \quad i, j \in \mathbb{N}_0, \quad i + j > 0, \quad (3.1)$$

an insgesamt benötigten Frequenzkanälen. Offensichtlich sind nur bestimmte, den rhombischen Zahlen entsprechende Wiederholabstände r möglich. Das Frequenzkanalnutzungsmuster setzt sich aus gleichartigen Gruppen von r benachbarten, verschiedene Frequenzkanäle nutzenden Zellen zusammen. Der Wiederholabstand r wird daher auch als Gruppengröße bezeichnet.

Für die Interferenzproblematik von besonderem Interesse ist die von den Gleichkanalzellen in einer Referenzzelle verursachte gesamte Interferenzleistung. Hierzu tragen alle Gleichkanalzellen bei. Die Gleichkanalzellen sind auf konzentrischen Ringen, deren Radien von Ring zu Ring um die gleiche Differenz größer werden, um die Referenzzelle herum angeordnet. Die Anzahl der Gleichkanalzellen auf einem solchen Ring ist proportional zum Radius des Rings. Hieraus folgt mit der sinnvollen Annahme, daß die in jeder Zelle abgestrahlte Sendeleistung ungefähr gleich ist, daß sich in einem unendlich ausgedehntem Mobilfunksystem nur dann eine endliche von den Gleichkanalzellen verursachte Interferenzleistung in der Referenzzelle ergibt, wenn der Dämpfungsexponent größer als der für Freiraumausbreitung geltende Wert zwei ist [MG86a]. Diese Voraussetzung ist in Mobilfunksystemen erfüllt, da sich die Funkwellen infolge Reflexion, Streuung und Beugung indirekt ausbreiten und somit nicht die Situation der Freiraumausbreitung gegeben ist [Par92, Pät99, Ste92].

3.2 Arten der Interferenz

In Bezug auf die Datenschätzung resultiert Interferenz aus der Übertragung anderer Datensymbole. Der Verfasser schlägt vor, die Interferenzarten anhand der Beziehung des interferenzverursachenden Datensymbols zum Referenzdatensymbol gemäß Bild 3.2 zu klassifizieren. Falls das interferenzverursachende Datensymbol und das Referenzdatensymbol der Datenübertragung des gleichen Teilnehmers dienen, so handelt es sich um Intersymbolinterferenz, andernfalls um Vielfachzugriffsinterferenz. Vielfachzugriffsinterferenzen unterteilt man weiter in Intrazellinterferenz, bei der das interferenzverursachende Datensymbol und das Referenzdatensymbol der Nachrichtenübertragung von Teilnehmern derselben Zelle dienen, und Interzellinterferenz, bei der das interferenzverursachende Datensymbol und das Referenzdatensymbol der Nachrichtenübertragung von Teilnehmern verschiedener Zelle dienen.

Die Schädlichkeit von Interferenz, der Aufwand der Interferenzreduktion und die Performanz der Interferenzreduktion hängen von

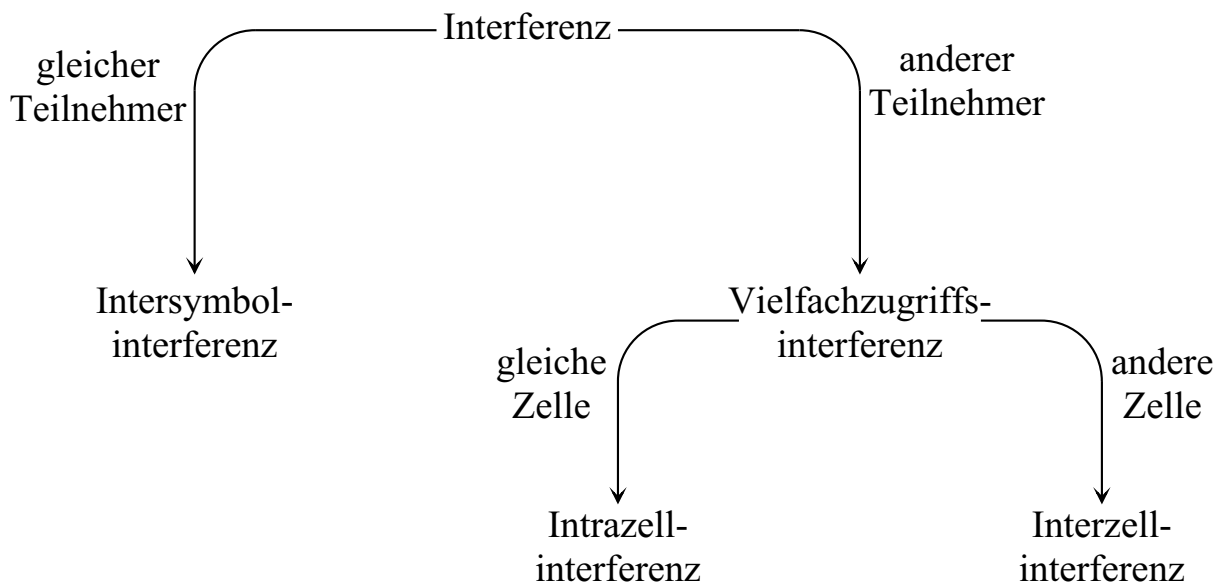


Bild 3.2. Klassifikation der Interferenzarten

- der Leistung des empfangenen Interferenzsignals und
- der durch die normierte Kreuzkorrelation [Lük95] der empfangenen Signaturen quantifizierbaren Ähnlichkeit der Strukturen des Interferenzsignals und des zu empfangenen Nutzsignals

ab. Die Schädlichkeiten der verschiedenen Interferenzarten unterscheiden sich signifikant. Bei Intrazellinterferenzen sind die Leistungen von Interferenzsignal und Nutzsignal ungefähr gleich. Im Falle des Einsatzes von Frequenzmultiplex und Zeitmultiplex sind die Strukturen von Interferenzsignal und Nutzsignal im Idealfall orthogonal, so daß Intrazellinterferenzen unschädlich sind. Dies gilt, wie in Kapitel 1.2 diskutiert, nicht beim Einsatz von Codemultiplex, wo die empfangenen Signaturen unabhängig davon, ob die gesendeten Signaturen orthogonal sind oder nicht, rauschähnlich sind. Interzellinterferenz enthält unabhängig von den in den Zellen eingesetzten Vielfachzugriffsverfahren immer auch Interferenzsignalanteile, zum Beispiel von Teilnehmern aus Gleichkanalzellen, die den gleichen Frequenzschlitz, Zeitschlitz und Spreizcode verwenden, deren Struktur dem Nutzsignal ähnlich ist. Im Vergleich zu der Intrazellinterferenz sind die Leistungen der Interzellinterferenzsignale jedoch geringer. Die Leistung von Intersymbolinterferenzsignalen ist ungefähr gleich der Leistung des Nutzsignals. Die Ähnlichkeit der Signalstrukturen bei Intersymbolinterferenzsignalen hängt bei einem Mobilfunksystem, bei dem die Datensymbole eines Teilnehmers zeitlich nacheinander gesendet werden, von der zeitlichen Überlappung der empfangenen Signaturen

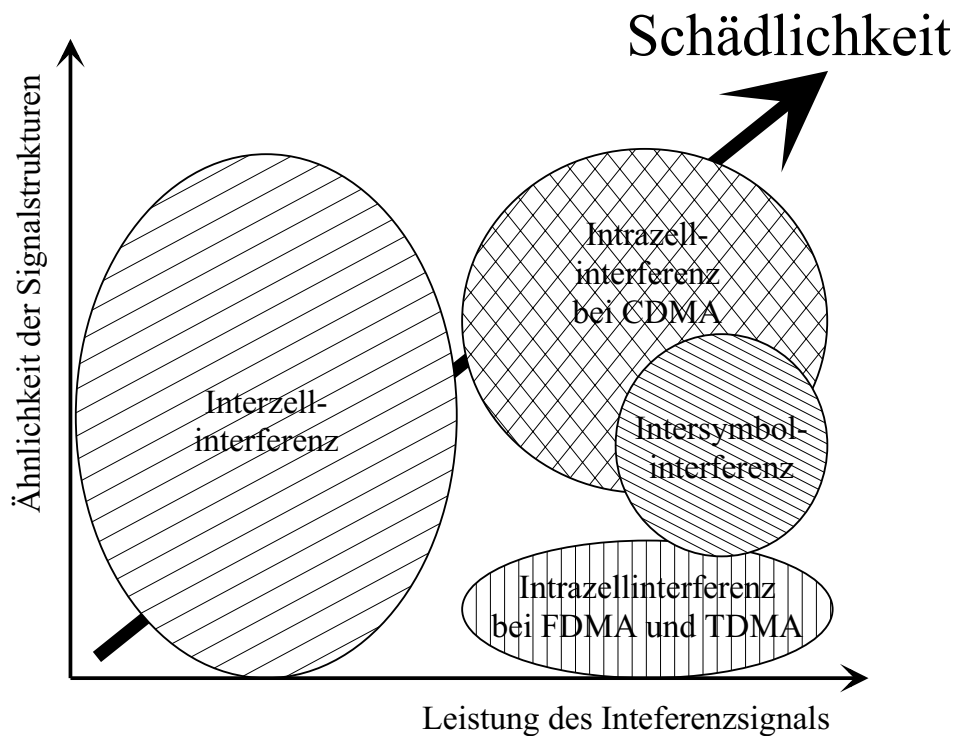


Bild 3.3. Schädlichkeit verschiedener Interferenzarten

ab, die ihrerseits durch das Verhältnis von Symboldauer zu Kanalimpulsantwortdauer bestimmt wird. In Bild 3.3 sind die Bereiche der typischen Leistungen und der durch die normierte Kreuzkorrelation quantifizierbaren Ähnlichkeiten der Signalstrukturen graphisch qualitativ für verschiedene Interferenzarten dargestellt. Man erkennt, daß die Intrazellinterferenz in Mobilfunksystemen mit Codemultiplexkomponente besonders störend ist und somit eine Intrazellinterferenzreduktion besonders hohe Gewinne verspricht. Weiterhin lohnenswert kann eine Interzellinterferenzreduktion und eine Intersymbolinterferenzreduktion sein. Es sei erwähnt, daß im Gegensatz zum erzielbaren Nutzen einer Interferenzreduktion durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung, der im wesentlichen durch die Schädlichkeit der Interferenz bestimmt ist, der Preis in Form der erhöhten Störimpfindlichkeit des Empfängers bei vielen gemeinsamen Datenschätzverfahren allein durch die Ähnlichkeit der Strukturen von Interferenzsignal und Nutzsignal bestimmt wird. Kritisch ist dies insbesondere bei Interferenzen, deren Schädlichkeit weniger auf einer hohen Leistung, sondern vielmehr auf einer großen Ähnlichkeit der Signalstrukturen beruht, also zum Beispiel bei Interzellinterferenz. Hier kann es leicht passieren, daß der negative Effekt der erhöhten Störimpfindlichkeit den positiven Effekt der Interferenzreduktion überwiegt. Insbesondere eine Reduktion der für Mobilfunksysteme typischen Interzellinterferenz erfordert also verbesserte gemeinsame Datenschätzer mit geringer Störimpfindlichkeit.

Kapitel 4

Prinzipien der Kapazitätssteigerung durch Interferenzreduktion

4.1 Verfahren auf Systemebene

4.1.1 Leistungsregelung

Interferenzreduktion durch Leistungsregelung beruht auf der Tatsache, daß aus dem Senden eines Signals für einen Teilnehmer sowohl

- ein Nutzsignal beim Empfangen des betreffenden Teilnehmers als auch
- Interferenzsignale beim Empfangen anderer Teilnehmer

resultieren. Dies gilt sowohl für die Aufwärtsstrecke als auch für die Abwärtsstrecke. Sowohl die aus einem Sendesignal resultierende empfangene Nutzleistung als auch die verursachten empfangenen Interferenzleistungen sind proportional zur Sendeleistung. Die Proportionalitätsfaktoren entsprechen den Funkfeldgewinnen der Kanäle [Ste96, Par92, Wes02]. Aufgabe eines Leistungsregelungsverfahrens ist es, die Sendeleistungen aller Teilnehmer im Mobilfunksystem abhängig von den Funkfeldgewinnen derart einzustellen, daß sich ein günstiger Kompromiß aus

- den für den Empfang der Nutzsignale vorteilhaften möglichst hohen Sendeleistungen und
- den zum Vermeiden von Interferenzen erwünschten möglichst geringen Sendeleistungen

ergibt. Im allgemeinen sind die Funkfeldgewinne in den Sendern zunächst unbekannt, so daß ein direktes Einstellen der Sendeleistungen nicht in Betracht kommt. Man muß vielmehr die Empfangsleistungen in den Empfängern messen und die für die Leistungsregelung benötigten Informationen an die Sender zurücksignalisieren, damit diese ihre Sendeleistungen korrigieren können [Wal98, MP92, EV97]. Da die Funkfeldgewinne

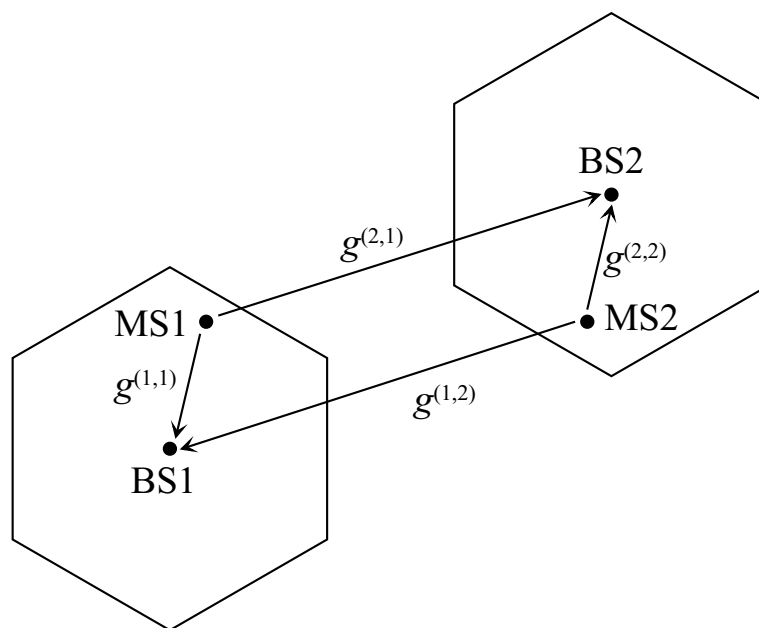


Bild 4.1. Funkfeldgewinne in einem zellularen Mobilfunksystem

zudem zeitvariant sind, was als Einfluß einer Störgröße betrachtet werden kann, ist ein kontinuierliches Korrigieren der Sendeleistungen erforderlich. Bei der Leistungsregelung handelt es sich also um eine klassische regelungstechnische Aufgabenstellungen [FDK92]. Abhängig davon, ob die Leistungsregelung schnell genug ist, um den schnellen Schwund der Funkfeldgewinne [Par92] auszuregulieren oder nicht, spricht man von einer schnellen oder einer langsamen Leistungsregelung [HT00]. Im folgenden genauer zu untersuchen ist das durch die gewünschten optimierten Empfangsleistungen beschriebene Ziel des Leistungsregels und das daraus folgende Interferenzreduktionspotential. Letztlich ausschlaggebend für die Empfangsqualität in einem interferenzbegrenzten Mobilfunksystem sind nicht die absoluten Leistungen, sondern die Nutzleistung-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse an den Empfängereingängen. Leistungsregelungsverfahren sind also auf der Systemebene arbeitende Verfahren zum Verbessern der Nutzleistung-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse an den Empfängereingängen. Leistungsregelungsverfahren eignen sich nur zur Reduktion der Vielfachzugriffsinterferenz und nicht zur Reduktion der Intersymbolinterferenz eines Teilnehmers, da auf die Datensymbole eines Teilnehmers bezogen sowohl Nutzleistung als auch Intersymbolinterferenzleistung gleichermaßen proportional zur Sendeleistung des Teilnehmers sind.

Die theoretischen Hintergründe der Leistungsregelung sollen im folgenden kurz am Beispiel der Aufwärtsstrecke, siehe Bild 4.1 erläutert werden [Ste96]. Die Betrachtungen lassen sich direkt auf die Abwärtsstrecke übertragen. Es wird ein Mobilfunksystem mit

insgesamt K Mobilstationen

$$k \in \mathbb{K} = \{1 \dots K\} \quad (4.1)$$

betrachtet. Die Sendeleistung von Mobilstation k wird mit $T^{(k)}$ bezeichnet. Die resultierende Empfangsleistung an der Basisstation von Zelle z ergibt sich als Produkt aus Sendeleistung $T^{(k)}$ und Funkfeldgewinn $g^{(z,k)}$. Die Nutzleistung an der Basisstation von Zelle $z(k)$, der die Mobilstation k zugeordnet ist, ergibt sich zu

$$C^{(k)} = g^{(z(k),k)} \cdot T^{(k)}. \quad (4.2)$$

Verallgemeinernd definiert man die Menge $\mathbb{I}^{(k)}$ der den Empfang von Mobilstation k störenden Interferer. Im einfachsten Fall besteht diese Menge $\mathbb{I}^{(k)}$ aus allen Mobilstationen außer der Mobilstation k . Bei Einsatz von Frequenzmultiplex oder Zeitmultiplex enthält die Menge $\mathbb{I}^{(k)}$ der störenden Interferer sinnvollerweise nur die Mobilstationen, die den gleichen Frequenzschlitz und den gleichen Zeitschlitz wie die Mobilstation k nutzen [GZ94, GVG94, GVGZ93, Zan92b, Zan92a]. Bei Einsatz von Codemultiplex wird man nur solche Mobilstationen als störende Interferer für eine Mobilstation k betrachten, die nicht in eine gemeinsame Signalverarbeitung einbezogen werden [Ste96]. Die den Empfang von Mobilstation k störende Interferenzleistung ergibt sich allgemein zu

$$I^{(k)} = \sum_{\{\tilde{k} | \tilde{k} \in \mathbb{I}^{(k)}\}} g^{(z(k),\tilde{k})} \cdot T^{(\tilde{k})}. \quad (4.3)$$

Aus (4.2) und (4.3) folgt das Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis

$$\gamma^{(k)} = \frac{C^{(k)}}{I^{(k)}} = \frac{g^{(z(k),k)} \cdot T^{(k)}}{\sum_{\{\tilde{k} | \tilde{k} \in \mathbb{I}^{(k)}\}} T^{(\tilde{k})}} \quad (4.4)$$

beim Empfang des Signals der Mobilstation k .

Würde man beispielsweise keine Leistungsregelung durchführen und alle Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gleich einstellen, so ergäben sich aufgrund der unterschiedlichen Funkfeldgewinne im allgemeinen stark unterschiedliche Nutzleistungen $C^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.2) und folglich stark unterschiedliche Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse $\gamma^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.4) beim Empfang der Signale der verschiedenen Mobilstationen. Eine erste Verbesserung läßt sich erzielen, wenn man die Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, umgekehrt proportional zu den Funkfeldgewinnen $g^{(z(k),k)}$ wählt und somit gleiche Nutzleistungen $C^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.2) für alle Mobilstationen erzielt. Da die Interferenzleistungen $I^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.3) jedoch immer noch unterschiedlich sind, ergeben sich unterschiedliche Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse $\gamma^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.4) beim Empfang der Signale der verschiedenen Mobilstationen. Man kann den Empfang des

Signals der Mobilstation k mit einem schlechten Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis $\gamma^{(k)}$, siehe (4.4), weiter verbessern, indem man die Sendeleistungen $T^{(\tilde{k})}$, $\tilde{k} \neq k$, der anderen Mobilstationen reduziert und somit die Interferenzleistung $I^{(k)}$ nach (4.3) reduziert. Andererseits werden dadurch auch die Nutzleistungen $C^{(\tilde{k})}$ nach (4.2) der anderen Mobilstationen reduziert und somit die Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse $\gamma^{(\tilde{k})}$ verschlechtert. Als optimales Ziel des Leistungsregelns ergibt sich das Einstellen der Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, derart, daß alle Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse $\gamma^{(k)}$, siehe (4.4), gleich sind [Aei73, Zan92b, Zan92a, GZ94, GVGZ93, NA83, GVG94, AN82]:

$$\gamma^{(k)} = \frac{1}{\lambda}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.5)$$

Das minimale vorkommende Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis $\gamma^{(k)}$ wird dann maximal. Eine derartige optimale Leistungsregelung wird auch als C/I -Ausbalancieren bezeichnet. Aus (4.4) folgt mit (4.5)

$$\sum_{\{\tilde{k} | \tilde{k} \in \mathbb{I}^{(k)}\}} g^{(z^{(k)}, \tilde{k})} \cdot T^{(\tilde{k})} = \lambda \cdot g^{(z^{(k)}, k)} \cdot T^{(k)}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.6)$$

Mathematisch gesehen handelt es sich bei den K Gleichungen nach (4.6) um ein allgemeines Eigenwertproblem [ZF97]. Der Kehrwert des Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisses λ ist ein Eigenwert, und die Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bilden den zugehörigen Eigenvektor. Aufgrund der Struktur des Gleichungssystems (4.6) und der Nichtnegativität der Funkfeldgewinne hat das Eigenwertproblem genau eine physikalisch sinnvolle Lösung, bei der alle Sendeleistungen $T^{(\tilde{k})}$, $k = 1 \dots K$, positiv sind [ZF97]. Diese Lösung gehört zum betragsgrößten Eigenwert λ .

Die mit einer Leistungsregelung erzielbaren Ergebnisse sind exemplarisch in Bild 4.2 dargestellt. Betrachtet wird ein Mobilfunkszenario mit 37 Zellen und einer Mobilstation je Zelle, wobei die Mobilstationen jeweils der Basisstation zugeordnet sind, zu der der Funkfeldgewinn am größten ist. Die Positionen der Mobilstationen innerhalb der Zellen sind zufällig. Die Funkfeldgewinne sind als lognormalverteilt mit dem Dämpfungsexponenten von vier und einer Standardabweichung von 8 dB angenommen [Pät99, Ste96]. Aus der Sicht einer Mobilstation k werden alle anderen Mobilstationen als Interferer angesehen, das heißt es gilt

$$\mathbb{I}^{(k)} = \mathbb{K} \setminus \{k\}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.7)$$

Dargestellt sind die Verteilungsfunktionen der sich für die Mobilstation k in der zentralen Zelle des Szenarios für zufällige, lognormalverteilte Funkfeldgewinne ergebenden Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisse $\gamma^{(k)}$ nach (4.4) für die Fälle,

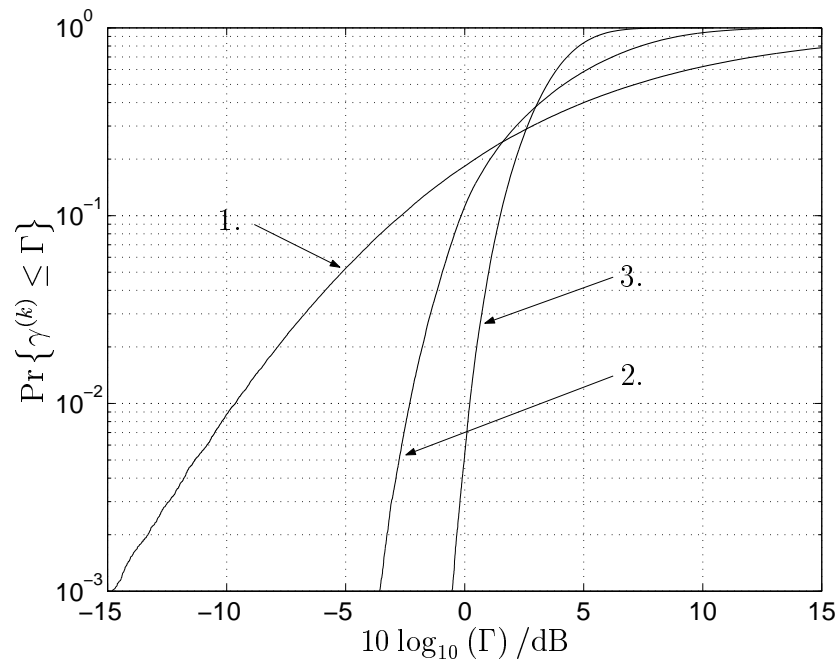


Bild 4.2. Simulativ ermittelte Verteilungsfunktionen des Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisses $\gamma^{(k)}$ nach (4.4)

1. keine Leistungsregelung
2. gleiche Nutzleistungen
3. optimale Leistungsregelung

- daß keine Leistungsregelung durchgeführt wird, das heißt alle Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gleich sind,
- daß die Sendeleistungen so eingestellt sind, daß die Nutzleistungen $C^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (4.2), gleich sind und
- daß eine optimale Leistungsregelung durchgeführt wird.

Man erkennt, daß sich durch eine Leistungsregelung die Varianz des Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisses $\gamma^{(k)}$ nach (4.4) verringern läßt. Der größere Erwartungswert und die kleinere Varianz führen dazu, daß das mindestens erforderliche Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis $\gamma^{(k)}$ mit einer geringeren Wahrscheinlichkeit unterschritten wird. Eine ausführliche Untersuchung der Performanz von Leistungsregelungsverfahren in unterschiedlichen Mobilfunkszenarien findet man in [Ste96].

Die optimale Leistungsregelung erfordert ein zentrales Berechnen der benötigten Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, für das ausgedehnte Mobilfunksystem über das Eigenwert-

problem (4.6). Das Verfahren wird deshalb auch als zentrale Leistungsregelung bezeichnet. Da reale Mobilfunksysteme geographisch relativ weit ausgedehnt sind, ist eine zentrale Leistungsregelung nicht mit akzeptablem Aufwand realisierbar. Realisierbar sind verteilte, iterative Leistungsregelungsverfahren, deren lokal eingestellten Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gegen die optimalen Sendeleistungen einer zentralen Leistungsregelung konvergieren [Zan92a, LLS95, GVG94, HWL97, SW96, LL96, AW94, KCK97].

4.1.2 Strahlformung mit adaptiven Antennen

Verfahren zur Interferenzreduktion durch Einstellen der Richtcharakteristiken von adaptiven Sendeantennen oder Empfangsantennen nutzen die Richtungsinhomogenität des Mobilfunkkanals aus. Das Reduzieren der Interferenz mit adaptiven Antennen basiert auf der Beobachtung, daß sich verschiedenen Teilnehmern zugeordnete Wellen in der Regel in unterschiedliche Richtungen ausbreiten. Man kann also durch geschicktes Einstellen der Richtcharakteristik den Antennengewinn gleichzeitig für das Nutzsignal eines Teilnehmers erhöhen und für die Interferenzsignale erniedrigen. Dies führt im Empfangsfall zu einem verbesserten Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis und im Sendefall zu einem verbesserten Pseudo-Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis [Sch01, SB97], das das Verhältnis aus verursachter Nutzleistung zu der bei anderen Teilnehmern verursachten Interferenzleistung ist. Zwei wesentliche bei der Interferenzreduktion mit adaptiven Antennen zu klärende Fragen sind,

- wie die adaptive Antenne realisiert werden kann und
- nach welchem Verfahren die Richtcharakteristik der adaptiven Antenne eingestellt wird.

Neben der Möglichkeit, einfach eine von mehreren vorhandenen Antennen unterschiedlicher Richtcharakteristik auszuwählen, bietet sich das Verwenden einer Gruppenantenne [MM80, God97a] mit Gewichtungsnetzwerk zum Realisieren adaptiver Antennen an. Eine Gruppenantenne besteht aus K_a Antennenelementen,

- die im Sendefall mit von einem Gewichtungsnetzwerk erzeugten, verschieden phasenverschobenen Versionen ein und desselben Sendesignals gespeist werden und
- deren Empfangssignale im Empfangsfall in einem Gewichtungsnetzwerk verschieden phasenverschoben und zu einem Empfangssignal überlagert werden, siehe Bild 4.3.

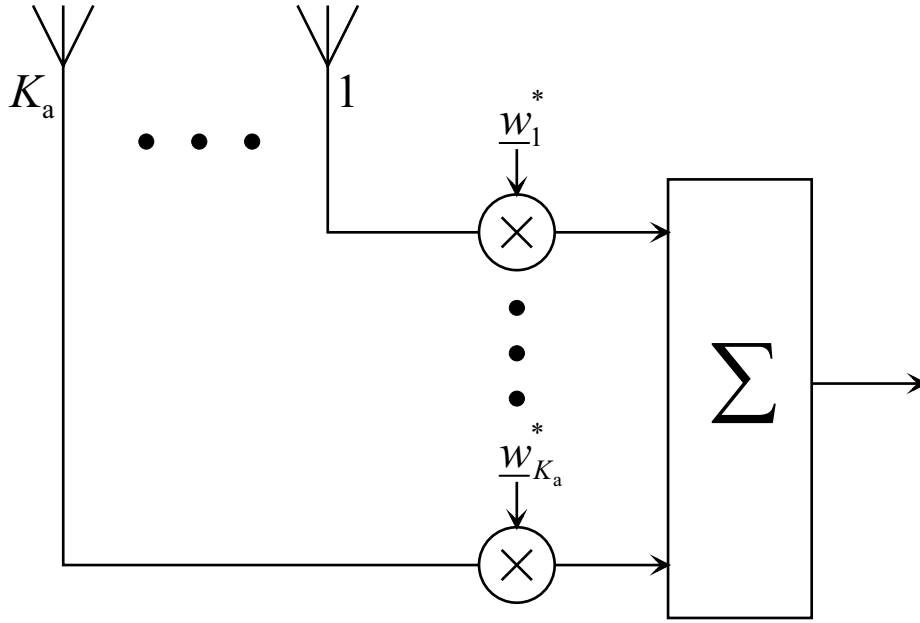


Bild 4.3. Gewichtungsnetzwerk im Empfangsfall

Im äquivalenten Tiefpaßbereich entsprechen die Phasenverschiebungen Multiplikationen mit komplexwertigen Gewichtungsfaktoren $\underline{w}_{k_a}^*$, $k_a = 1 \dots K_a$, mit Betrag eins, die im Gewichtsvektor

$$\underline{\mathbf{w}} = (\underline{w}_1 \dots \underline{w}_{K_a})^T \quad (4.8)$$

zusammengefaßt werden.

Zum Untersuchen der Richtcharakteristik der Gruppenantenne wird zunächst eine aus der Richtung φ an einem omnidirektionalen Antennenelement k_a einfallende Welle betrachtet, siehe Bild 4.4. Der Wegunterschied ist

$$\Delta l^{(k_a)} = l^{(k_a)} \cos(\varphi - \alpha^{(k_a)}) . \quad (4.9)$$

Aus diesem Wegunterschied $\Delta l^{(k_a)}$ resultiert eine Phasenverschiebung

$$\psi^{(k_a)} = \frac{2\pi}{\lambda} l^{(k_a)} \cos(\varphi - \alpha^{(k_a)}) \quad (4.10)$$

des von Antennenelement k_a empfangenen Signals in Relation zu dem Signal, das man im Referenzpunkt empfangen würde. Weiter werden die komplexen Größen

$$\underline{a}_{k_a} = \exp(j\psi^{(k_a)}) , \quad k_a = 1 \dots K_a , \quad (4.11)$$

eingeführt und daraus der Steuervektor [MM80, God97a]

$$\underline{\mathbf{a}} = \underline{\mathbf{a}}(\varphi) = (\underline{a}_1 \dots \underline{a}_{K_a})^T \quad (4.12)$$

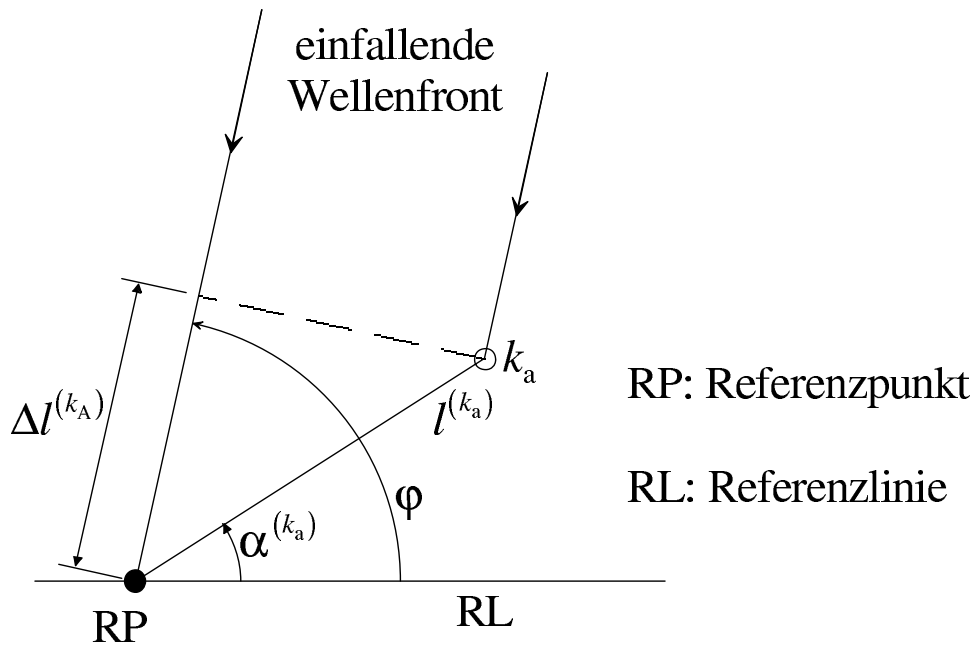


Bild 4.4. Geometrie der an einem Antennenelement einfallenden Wellenfront

der Dimension K_a gebildet. Falls die Antennenelemente selbst richtungsselektiv sind, so ist der Betrag der Elemente des Steuervektors $\underline{\mathbf{a}}$ nicht wie im Fall der betrachteten omnidirektionalen Antennenelemente eins, sondern entspricht der Wurzel des Antennengewinns der Antennenelemente in Richtung φ . Der Steuervektor $\underline{\mathbf{a}}$ hängt von der Einfallsrichtung φ und der Geometrie der Gruppenantenne ab. Das Verhältnis der Empfangsleistung am Ausgang des Gewichtungsnetzwerks zur Empfangsleistung an einem omnidirektionalen Antennenelement mit Gewinn eins bei der Einfallsrichtung φ der Wellenfront ist der richtungsabhängige Gewinn [God97b]

$$g(\varphi) = \underline{\mathbf{w}}^{*T} \underline{\mathbf{a}}(\varphi) \underline{\mathbf{a}}(\varphi)^{*T} \underline{\mathbf{w}} \quad (4.13)$$

der Gruppenantenne. Für die Richtcharakteristik einer Sendeantenne ergibt sich das gleiche wie hier für eine Empfangsantenne hergeleitete Resultat. Die Richtcharakteristik einer Gruppenantenne kann also durch den Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}$ nach (4.8) eingestellt werden, siehe (4.13). Sinnvolle Ziele beim Einstellen der Richtcharakteristik mit einem Strahlformungsverfahren sind [MM80, God97b]

- das Maximieren der Nutzleistung,
- das Minimieren der Interferenzleistung oder
- das Maximieren des Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisses.

Beim Optimieren kann man Kenntnisse

- der Ausbreitungsrichtungen der Wellen,
- der für sich in verschiedene Richtungen ausbreitenden Wellen gültigen directionalen Kanalimpulsantworten,
- der für die verschiedenen Antennenelemente gültigen Kanalimpulsantworten und ihrer Kovarianzmatrizen und
- des Sendesignals

nutzen [MM80, God97b, FN98, AFFM98, HMVS01, ATG97, Fre97, BUN01, IU01, BW00].

Im folgenden sollen Strahlformungsverfahren für solche Szenarien betrachtet werden, in denen die sich in verschiedene Richtungen ausbreitenden Wellen unkorreliert sind. Dies bedeutet, daß die Wellen eines Teilnehmers im Empfangsfall nur aus einer einzigen Richtung an der Gruppenantenne einfallen, und daß im Sendefall nur die von der Gruppenantenne in eine einzige bestimmte Richtung abgestrahlten Wellen den Empfänger erreichen. Wenn man weiterhin die sinnvolle Annahme macht, daß die Signale verschiedener Teilnehmer unkorreliert sind, so können, wie im folgenden gezeigt, Gesamtleistungen unabhängig von den Signalstrukturen und Kanalimpulsantworten durch einfaches Aufaddieren der Einzelleistungen ermittelt werden. Sollten jedoch sich in verschiedene Richtungen ausbreitende Wellen korreliert sein, so kann eine optimale Strahlformung genaugenommen nicht mehr unabhängig von den Signalstrukturen und Kanalimpulsantworten durchgeführt werden, das heißt, Interferenzreduktion durch Strahlformung wäre kein Interferenzreduktionsverfahren auf der Systemebene mehr [JU01, Lu02, Pap00, JD01, Bla98]. In der vorliegenden Schrift sollen Strahlformungsverfahren auf der Verbindungsebene, deren Performanz durch die vorgegebene Struktur des Gewichtungszusatzes ohnehin unnötig eingeschränkt ist, nicht weiter betrachtet werden. Stattdessen werden in Abschnitt 4.2.1 und 4.2.2 direkt die optimalen, auch bei Gruppenantennen anwendbaren Verfahren gemeinsame Sendesignalerzeugung und gemeinsame Empfangssignalverarbeitung betrachtet [SWM01, Bla98, TMW00, TWMB01b, WMSL02].

Die den Strahlformungsverfahren zugrundeliegende Theorie und die mit Strahlformungsverfahren erzielbaren Ergebnisse sollen im folgenden am Beispiel der Aufwärtstrecke mit einer empfängerseitigen Gruppenantenne aus omnidirektionalen Antennenelementen erläutert werden [God97b]. Um ein einfaches exemplarisches Szenario zu

erhalten, wird angenommen, daß die Wellen der verschiedenen Mobilstationen aus jeweils einer einzigen mobilstationsspezifischen Richtung $\varphi^{(k)}$ einfallen. Der zur Einfallsrichtung $\varphi^{(k)}$ der zu empfangenden Wellen von Mobilstation k gehörende Steuervektor ist

$$\underline{\mathbf{a}}^{(k)} = \underline{\mathbf{a}}(\varphi^{(k)}). \quad (4.14)$$

Die Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Mobilstationen seien so eingestellt, daß jede Mobilstation mit der gleichen Leistung R an jedem der omnidirektionalen Antennenelemente empfangen wird. Die von verschiedenen Mobilstationen herrührenden Empfangssignale seien unkorreliert. Die von der Mobilstation k stammende Nutzleistung am Ausgang des Gewichtungsnetzwerks ist

$$C^{(k)} = R \cdot \left| \sum_{k_a=1}^{K_a} \underline{\mathbf{a}}_{k_a}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}_{k_a}^* \right|^2. \quad (4.15)$$

Die Interferenzsignale von den anderen Mobilstationen $\kappa \neq k$ überlagern sich inkohärent, so daß die gesamte Interferenzleistung die Summe der von den einzelnen Interferern κ verursachten Interferenzleistungen ist:

$$I^{(k)} = R \cdot \sum_{\{\kappa | \kappa \in \{1 \dots K\} \wedge \kappa \neq k\}} \left| \sum_{k_a=1}^{K_a} \underline{\mathbf{a}}_{k_a}^{(\kappa)} \underline{\mathbf{w}}_{k_a}^* \right|^2. \quad (4.16)$$

Das Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis beim Empfang von Mobilstation k ergibt sich zu [God97b]

$$\begin{aligned} \gamma^{(k)} = \frac{C^{(k)}}{I^{(k)}} &= \frac{\left| \sum_{k_a=1}^{K_a} \underline{\mathbf{a}}_{k_a}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}_{k_a}^* \right|^2}{\sum_{\{\kappa | \kappa \in \{1 \dots K\} \wedge \kappa \neq k\}} \left| \sum_{k_a=1}^{K_a} \underline{\mathbf{a}}_{k_a}^{(\kappa)} \underline{\mathbf{w}}_{k_a}^* \right|^2} \\ &= \frac{\underline{\mathbf{w}}^{*T} \underline{\mathbf{a}}^{(k)} \underline{\mathbf{a}}^{(k)*T} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^{*T} \left(\sum_{\{\kappa | \kappa \in \{1 \dots K\} \wedge \kappa \neq k\}} \underline{\mathbf{a}}^{(\kappa)} \underline{\mathbf{a}}^{(\kappa)*T} \right) \cdot \underline{\mathbf{w}}}. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Dies ist ein Rayleigh-Quotient [MM80, ZF97]. Den Gewichtsvektor, der das Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis $\gamma^{(k)}$ nach (4.17) maximiert, erhält man für den Fall, daß

$$K \geq K_a \quad (4.18)$$

gilt, mit der Wiener-Lösung [MM80, God97b]

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \left(\sum_{\{\kappa | \kappa \in \{1 \dots K\} \wedge \kappa \neq k\}} \underline{\mathbf{a}}^{(\kappa)} \underline{\mathbf{a}}^{(\kappa)*T} \right)^{-1} \underline{\mathbf{a}}^{(k)}. \quad (4.19)$$

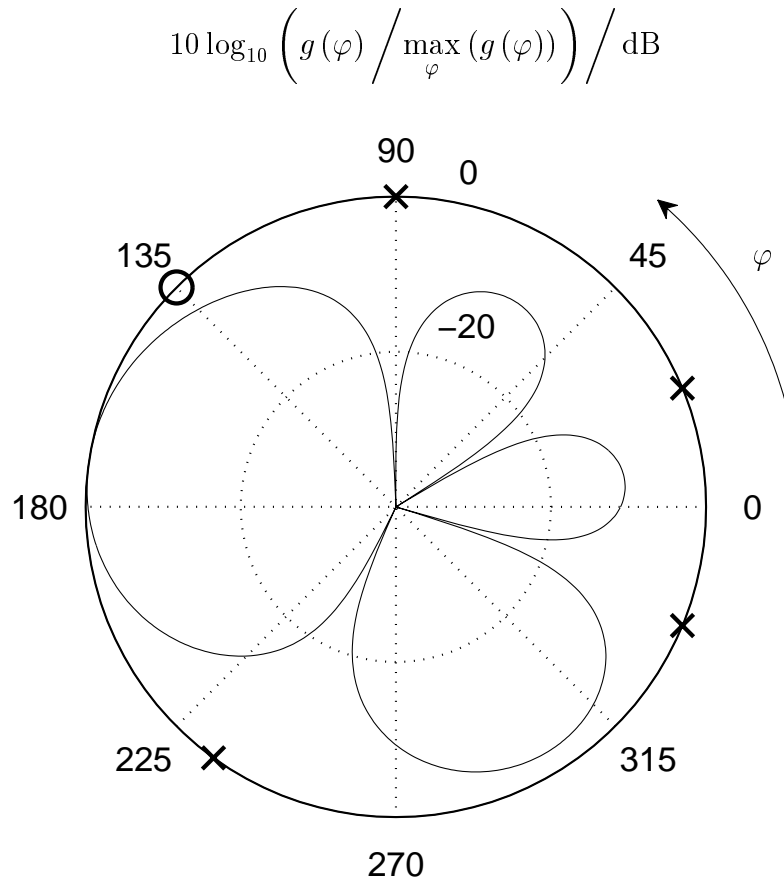


Bild 4.5. Normiertes Antennendiagramm bei Maximieren des Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisses $\gamma^{(k)}$ nach (4.17); zirkuläre Gruppenantenne mit $K_a = 4$ Antennenelementen

Falls die Anzahl K der Mobilstationen kleiner als die Anzahl K_a der Antennenelemente ist, so kann man sogar Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ finden, die die Interferenz vollständig unterdrücken, also zu einem unendlich großen Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis $\gamma^{(k)}$ nach (4.17) führen [MM80, God97b].

Bild 4.5 zeigt das normierte Antennendiagramm einer Gruppenantenne, deren Richtcharakteristik nach dem Prinzip des Maximierens des Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnisses eingestellt ist, siehe (4.19). Die K_a gleich vier Antennenelemente sind zirkular im Abstand von jeweils einer halben Wellenlänge angeordnet. Die Einfallsrichtung der Welle der zu empfangenen Mobilstation ist mit einem Kreis markiert, und die Einfallsrichtungen der Wellen der vier Interferer sind mit Kreuzen markiert. Man erkennt, daß bei der zum vollständigen Unterdrücken der Interferenz nicht ausreichenden Anzahl von K_a gleich vier Antennenelementen ein günstiger Kompromiß zwischen Unterdrücken der Interferenz und Ausrichten des Antennendiagramms auf die zu empfangende Mobilstation gefunden wird.

4.2 Verfahren auf Verbindungsebene

4.2.1 Gemeinsame Sendesignalerzeugung

Durch gemeinsame Sendesignalerzeugung ist es möglich, schädliche Auswirkungen von Intersymbolinterferenz und Vielfachzugriffsinterferenz beim Empfang zu vermeiden. Unter Ausnutzen senderseitig vorhandener Kanalkenntnis kann man, sofern einige im folgenden noch zu diskutierende Rahmenbedingungen erfüllt sind, das Sendesignal eines Datensymbols derart gestalten, daß der Empfang anderer Datensymbole nicht gestört wird. Das Verfahren der gemeinsamen Sendesignalerzeugung kann prinzipiell sowohl in der Aufwärtsstrecke als auch in der Abwärtsstrecke eingesetzt werden. Eine wesentliche Voraussetzung für den Einsatz gemeinsamer Sendesignalerzeugung ist die senderseitige Kanalkenntnis. In Mobilfunksystemen mit Duplexübertragung kann man diese Kanalkenntnis zum Beispiel aus einer Kanalschätzung in der entgegengesetzten Übertragungsrichtung gewinnen, sofern die Kanäle in beiden Übertragungsrichtungen zumindest annähernd reziprok sind, das heißt

- entweder das Zeitduplexverfahren [ENS97, Wes02, Ste92] eingesetzt wird und die Zeitspanne zwischen Kanalschätzung in der einen Übertragungsrichtung und Nachrichtenübertragung in der anderen Übertragungsrichtung mit gemeinsamer Sendesignalerzeugung deutlich kleiner als die Korrelationsdauer des Mobilfunkkanals ist oder
- das Frequenzduplexverfahren [Wes02, Ste92] eingesetzt wird und die Differenz der für die beiden Übertragungsrichtungen verwendeten Trägerfrequenzen deutlich kleiner als die Kohärenzbandbreite des Mobilfunkkanals ist.

Im folgenden wird das Verfahren der gemeinsamen Sendesignalerzeugung exemplarisch anhand der Abwärtsstrecke einer Zelle erläutert [MBW⁺00]. Aufgabe des Senders der Basisstation ist es hierbei, ein gemeinsames Sendesignal für alle K Mobilstationen der Zelle so zu erzeugen, daß sich an den Ausgängen der vorgegebenen K linearen Mobilstationenempfänger der betrachteten Zelle von Intersymbolinterferenz und Vielfachzugriffsinterferenz freie Datenschätzungen ergeben. Vereinfachend wird zunächst ein Mobilfunksystem betrachtet, in dem die Basisstation eine einzige Sendeantenne verwendet und jede Mobilstation eine einzige Empfangsantenne hat. Das Verfahren der gemeinsamen Sendesignalerzeugung läßt sich jedoch auch problemlos auf Mobilfunksysteme mit mehreren Sendeantennen je Basisstation oder mehreren Empfangsantennen je Mobilstation verallgemeinern [TWMB01b, TQMJ02, QTM02]. Bild 4.6 zeigt das

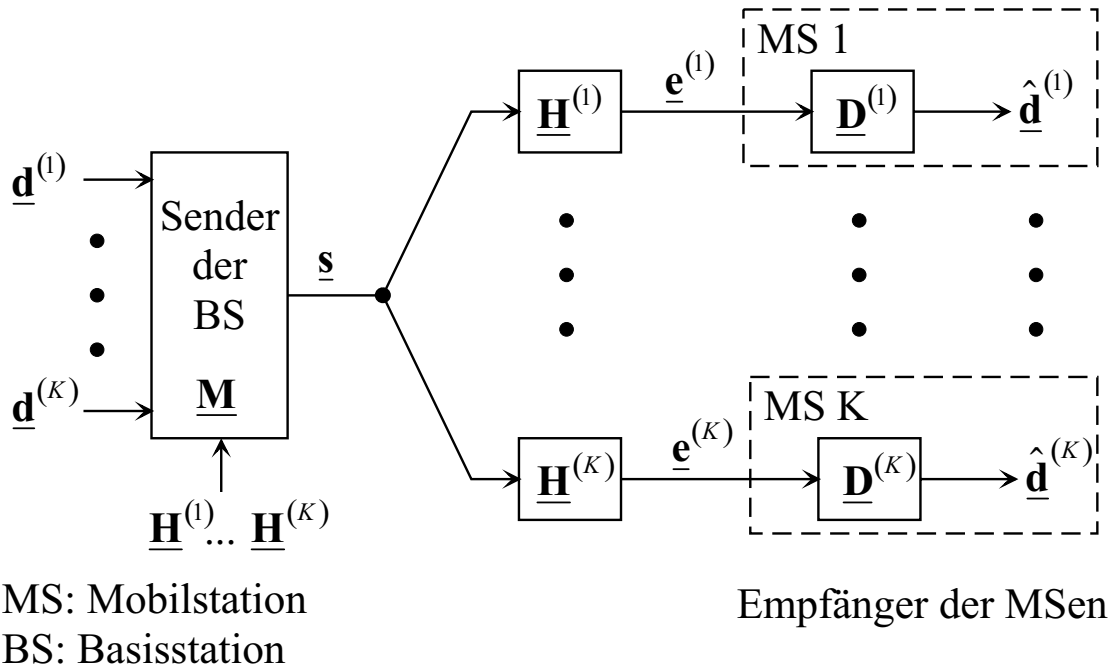


Bild 4.6. Datenübertragung ohne zusätzliche Störung $\underline{\mathbf{n}}$ in der Abwärtsstrecke eines Mobilfunksystems

den folgenden Betrachtungen zugrundeliegende Systemmodell. Zunächst wird der Fall betrachtet, daß keine zusätzliche Störung $\underline{\mathbf{n}}$ vorhanden ist.

Von der Basisstation sollen jeweils N Datensymbole zu jeder der K Mobilstationen übertragen werden. Die N Datensymbole werden in einem mobilstationsspezifischen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, siehe (2.4), der Dimension N zusammengefaßt. Das aus diesen Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit dem noch herzuleitenden Verfahren der gemeinsamen Sendesignalerzeugung berechnete, in die Sendeantenne eingespeiste Sendesignal der Dimension S ist

$$\underline{\mathbf{s}} = (\underline{s}_1 \dots \underline{s}_S)^T. \quad (4.20)$$

Die Kanalimpulsantwort zwischen Sendeantenne und Empfangsantenne der Mobilstation k wird durch den Vektor

$$\underline{\mathbf{h}}^{(k)} = \left(h_1^{(k)} \dots h_W^{(k)} \right)^T \quad (4.21)$$

beschrieben, siehe (2.11). Mit den Kanalfaltungsmatrizen [Kam96, Kle96]

$$\underline{\mathbf{H}}^{(k)} = \begin{pmatrix} \underline{h}_1^{(k)} & & & & \\ \vdots & \underline{h}_1^{(k)} & & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \\ \underline{h}_W^{(k)} & \vdots & & \underline{h}_1^{(k)} & \\ & \underline{h}_W^{(k)} & & \vdots & \\ 0 & & \ddots & \vdots & \underline{h}_W^{(k)} \end{pmatrix}, \quad k = 1 \dots K, \quad (4.22)$$

der Dimension $(S + W - 1) \times S$ ergeben sich die ungestörten Empfangssignale $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, an den Mobilstationen zu

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \underline{\mathbf{H}}^{(k)} \cdot \underline{\mathbf{s}}. \quad (4.23)$$

Aus den K Empfangssignalen $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der einzelnen Mobilstationen wird das totale Empfangssignal der Dimension $K(S + W - 1)$ gebildet [MBW⁺00]:

$$\underline{\mathbf{e}} = \left(\underline{\mathbf{e}}^{(1)\top} \dots \underline{\mathbf{e}}^{(K)\top} \right)^\top. \quad (4.24)$$

Analog wird aus den K Kanalfaltungsmatrizen $\underline{\mathbf{H}}^{(k)}$ die $K(S + W - 1) \times S$ totale Kanalfaltungsmatrix

$$\underline{\mathbf{H}} = \left(\underline{\mathbf{H}}^{(1)\top} \dots \underline{\mathbf{H}}^{(K)\top} \right)^\top \quad (4.25)$$

gebildet [MBW⁺00]. Aus (4.23) folgt mit (4.24) und (4.25)

$$\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{s}}. \quad (4.26)$$

Der lineare Empfänger der Mobilstation k wird durch die Demodulatorematrix $\underline{\mathbf{D}}^{(k)}$ der Dimension $N \times (S + W - 1)$ beschrieben. Für die geschätzten Daten folgt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)} = \underline{\mathbf{D}}^{(k)} \cdot \underline{\mathbf{e}}^{(k)}. \quad (4.27)$$

Man wird die Demodulatorematrix $\underline{\mathbf{D}}^{(k)}$ so wählen, daß sich ein möglichst einfacher Empfänger ergibt und dennoch eine gute Performanz erzielt wird [MTWB01b, MTWB01a, TWMB01a, TQMJ02]. Eine von vielen naheliegenden Lösung ist das Verwenden eines auf einen mobilstationsspezifischen Spreizcode

$$\underline{\mathbf{c}}^{(k)} = \left(\underline{c}_1^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)} \right), \quad (4.28)$$

siehe (2.9), der Dimension Q angepaßten Filters [BMWT00, PMWB00, MBL⁺00, KM00, WR01]. Für die Demodulatorematrix der Dimension $N \times (S + W - 1)$ folgt

$$\underline{\mathbf{D}}^{(k)} = \begin{pmatrix} \underline{c}_1^{(k)*} & \dots & \underline{c}_Q^{(k)*} & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \underline{c}_1^{(k)*} & \dots & \underline{c}_Q^{(k)*} & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \underline{c}_1^{(k)*} & \dots & \underline{c}_Q^{(k)*} & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}. \quad (4.29)$$

Die folgenden Betrachtungen sind von der speziellen Wahl der Demodulatormatrizen $\underline{\mathbf{D}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, unabhängig. Für die weiteren Berechnungen ist es vorteilhaft, die Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.4) zu einem totalen Datenvektor

$$\underline{\mathbf{d}} = \left(\underline{\mathbf{d}}^{(1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{d}}^{(K)\text{T}} \right)^{\text{T}}, \quad (4.30)$$

die geschätzten Datenvektoren $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.27) zu einem totalen geschätzten Datenvektor

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}} = \left(\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(1)\text{T}} \dots \hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(K)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (4.31)$$

und die Demodulatormatrizen $\underline{\mathbf{D}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu einer totalen blockdiagonalen Demodulatormatrix

$$\underline{\mathbf{D}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{D}}^{(1)} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \underline{\mathbf{D}}^{(K)} \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

der Dimension $KN \times K(S + W - 1)$ zusammenzufassen. Aus (2.4) folgt mit (4.24), (4.31) und (4.32)

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}} = \underline{\mathbf{D}} \cdot \underline{\mathbf{e}}. \quad (4.33)$$

Einsetzen von (4.26) ergibt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}} = \underbrace{\underline{\mathbf{D}} \cdot \underline{\mathbf{H}}}_{\underline{\mathbf{B}}} \cdot \underline{\mathbf{s}}. \quad (4.34)$$

Die Systemmatrix [MBW⁺00]

$$\underline{\mathbf{B}} = \underline{\mathbf{D}} \cdot \underline{\mathbf{H}} \quad (4.35)$$

ist eine Matrix der Dimension $KN \times S$.

Wenn man nun fordert, daß in dem betrachteten störungsfreien Fall die geschätzten Daten $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$ nach (4.31) den wahren Daten $\underline{\mathbf{d}}$ nach (4.30) entsprechen, das heißt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}} = \underline{\mathbf{d}}, \quad (4.36)$$

gilt, daß also weder Intersymbolinterferenz noch Vielfachzugriffsinterferenz auftreten, so folgt mit (4.34) ein lineares Gleichungssystem

$$\underline{\mathbf{d}} = \underline{\mathbf{B}} \cdot \underline{\mathbf{s}} \quad (4.37)$$

zum Bestimmen des Sendevektors $\underline{\mathbf{s}}$ nach (4.20). In CDMA-Mobilfunksystemen gilt üblicherweise

$$S = NQ > KN, \quad (4.38)$$

das heißt das Gleichungssystem (4.37) ist unterbestimmt und hat unendlich viele Lösungen $\underline{\mathbf{s}}$. Einer von vielen sinnvollen Ansätzen ist es, die Lösung

$$\underline{\mathbf{s}} = \underline{\mathbf{B}}^{*\text{T}} (\underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{B}}^{*\text{T}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{d}} \quad (4.39)$$

von (4.37) mit minimaler Norm $\|\underline{s}\|$ zu verwenden [Kuh76, MBL⁺00, BMWT00, MBL⁺00]. Dieses spezielle Sendesignal erzeugt von allen zu keiner schädlichen Inter-symbolinterferenz und Intrazellinterferenz führenden Sendesignalen die kleinstmögliche Interzellinterferenz. Die gemeinsame Sendesignalerzeugung ist also eine lineare, durch die Modulatormatrix

$$\underline{\mathbf{M}} = \underline{\mathbf{B}}^{*\text{T}} (\underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{B}}^{*\text{T}})^{-1} \quad (4.40)$$

beschriebene Funktion.

Falls die Basisstation mehrere Antennen $k_a \in \{1 \dots K_a\}$ hat, so erhält man analog zu (4.34) mit der für Sendeantenne k_a gültigen Systemmatrix $\underline{\mathbf{B}}^{(k_a)}$ den vom Sendesignal $\underline{\mathbf{s}}^{(k_a)}$ der Sendeantenne k_a resultierenden Anteil der geschätzten Daten zu

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k_a)} = \underline{\mathbf{B}}^{(k_a)} \cdot \underline{\mathbf{s}}^{(k_a)}. \quad (4.41)$$

Mit dem totalen Sendevektor

$$\underline{\mathbf{s}} = \left(\underline{\mathbf{s}}^{(1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{s}}^{(K_a)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (4.42)$$

und der sich aus den sendeantennenspezifischen Systemmatrizen $\underline{\mathbf{B}}^{(k_a)}$ zusammensetzenden totalen Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{B}} = \left(\underline{\mathbf{B}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{B}}^{(K_a)} \right) \quad (4.43)$$

erhält man analog zu (4.37) wieder ein unterbestimmtes lineares Gleichungssystem

$$\underline{\mathbf{d}} = \hat{\underline{\mathbf{d}}} = \sum_{k_a=1}^{K_a} \hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k_a)} = \underline{\mathbf{B}} \cdot \underline{\mathbf{s}} \quad (4.44)$$

zu Bestimmen des Sendesignals $\underline{\mathbf{s}}$.

Durch eine gemeinsame Sendesignalerzeugung in der Abwärtsstrecke für mehrere Zellen, siehe Bild 4.7, lassen sich neben Intersymbolinterferenzen und Intrazellinterferenzen auch Interzellinterferenzen reduzieren [WMSL02]. Bei einer gemeinsamen Sendesignalerzeugung für mehrere Zellen werden die Antennen der Basisstationen formal wie mehrere Antennen einer Basisstation behandelt. Eine gemeinsame Sendesignalerzeugung ist möglich, sofern das zugrundeliegende Gleichungssystem, siehe (4.44), bestimmt oder unterbestimmt ist, das heißt der dem Quotienten aus Anzahl zu ermittelnder Sendesignalwerte und Anzahl der Gleichungen entsprechende Unterbestimmtheitsgrad größer oder gleich eins ist. Interessant ist, daß unabhängig von der Anzahl Z der Zellen, für die die gemeinsame Sendesignalerzeugung durchgeführt wird, der Unterbestimmtheitsgrad des linearen Gleichungssystems nach (4.44) gleich dem Unterbestimmtheitsgrad des linearen Gleichungssystems (4.37) für die gemeinsame Sendesignalerzeugung

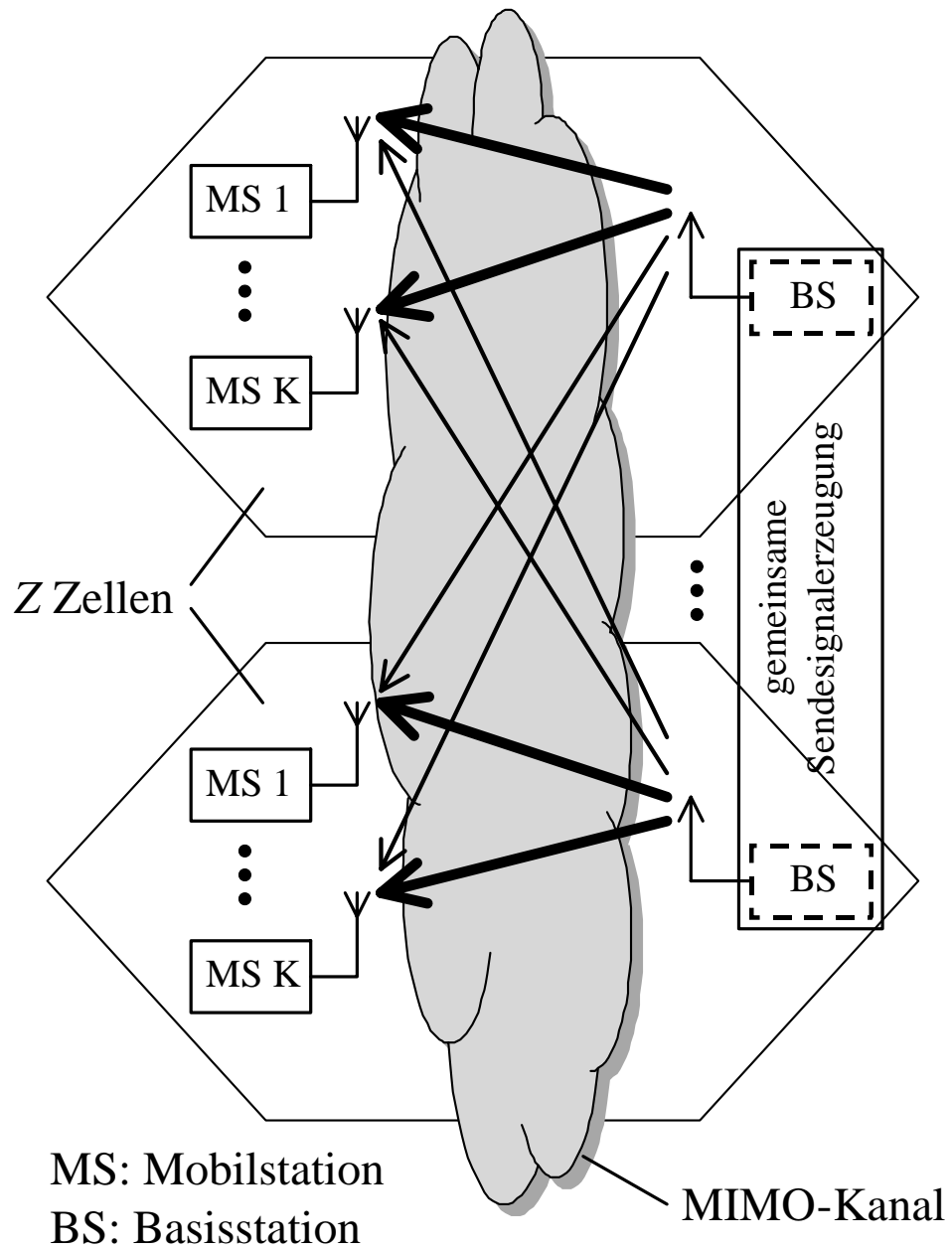


Bild 4.7. Gemeinsame Sendesignalerzeugung für mehrere Zellen

in einer einzigen Zelle ist. Die Anzahl Z der Zellen, für die die gemeinsame Sendesignalerzeugung durchgeführt werden kann, ist also zunächst unbeschränkt. Es sollte also möglich sein, die Interferenzen durch gemeinsame Sendesignalerzeugung für eine hinreichend große Anzahl Z von Zellen beliebig zu reduzieren, so daß die Abwärtsstrecke eines Mobilfunksystems nicht mehr interferenzbegrenzt ist. Die Möglichkeiten der gemeinsamen Sendesignalerzeugung sind jedoch durch die erforderliche Systemkenntnis begrenzt. Man benötigt die Kenntnis der Kanäle von allen Basisstationen zu allen Mobilstationen, die bei der gemeinsamen Sendesignalerzeugung berücksichtigt werden sollen. Die Anzahl dieser Kanäle ist proportional zu Z^2 , was, wie im folgenden Abschnitt 4.2.2 noch diskutiert wird, zu Problemen beim Beschaffen der Kanalkenntnis führt. Darüber hinaus ist die Sendesignalerzeugung aufwendiger als bei einer getrennten Sendesignalerzeugung in den Basisstationen.

4.2.2 Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung

Eine aus gemeinsamer Kanalschätzung und gemeinsamer Datenschätzung bestehende gemeinsame Empfangssignalverarbeitung erlaubt es, die schädlichen Auswirkungen von Interferenzen zu vermeiden. Das Grundprinzip besteht darin, nicht nur die Signale des interessierenden Referenzteilnehmers, sondern auch die Signale aller Interferer, deren schädlicher Einfluß eliminiert werden soll, in der Empfangssignalverarbeitung explizit zu berücksichtigen. Bei der Kanalschätzung schätzt man folglich nicht nur die Kanalimpulsantwort des Referenzteilnehmers, sondern auch noch die Kanalimpulsantworten der zu berücksichtigenden Interferer [SJ94, SB93, Ste95]. Analog schätzt man bei der Datenschätzung nicht nur das eine aktuell interessierende Datensymbol, sondern auch noch alle anderen Datensymbole, deren Interferenz eliminiert werden soll [Ver98, Kle96]. Die Verfahren zur gemeinsamen Kanalschätzung und Datenschätzung werden in den folgenden Kapiteln 5 beziehungsweise 6 detailliert vorgestellt. Im vorliegenden Abschnitt sollen die theoretischen Grenzen einer gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung analysiert werden.

Zunächst sollen die Möglichkeiten einer Interferenzreduktion durch gemeinsame Datenschätzung untersucht werden. Wie aus (2.27) bekannt, ist das Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}^{(k_a)}$ an einer Empfangsantenne k_a eine lineare Funktion der gesendeten Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der explizit berücksichtigten Teilnehmer $k = 1 \dots K$. Die gemeinsame Datenschätzung ermittelt nun geschätzte Datensymbole $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, die, nach einem vorgegebenen Gütekriterium, bestmöglich zu den dem Datenschätzer bekannten Empfangssignalen $\underline{\mathbf{e}}^{(k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, passen [Ver98, Kle96, Fel94, Kay93]. Eine perfekte Schätzung ist nicht möglich, weil den Empfangssignalen $\underline{\mathbf{e}}^{(k_a)}$, $k_a =$

$1 \dots K_a$, eine zusätzliche Störung \underline{n} , resultierend aus den gesendeten Datensymbolen der nicht berücksichtigten Teilnehmer, eventuell vorhandenem Rauschen und systemfremden Störsignalen überlagert ist. Die erreichbare Schätzgüte des gemeinsamen Datenschätzers wird maßgeblich durch den Überbestimmtheitsgrad des der Schätzaufgabe zugrundeliegenden linearen Gleichungssystems bestimmt [Ver98]. Der Überbestimmtheitsgrad ist hier das Verhältnis aus Anzahl für das Schätzen zur Verfügung stehender Empfangssignalwerte und gesamter Anzahl KN zu schätzender Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$. Würde man einfach bei unveränderten für den Datenschätzer verfügbaren Empfangssignalen $\underline{e}^{(k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, immer mehr Teilnehmer K berücksichtigen, so würde zwar die Leistung der verbleibenden Störung reduziert, da die Anzahl der verbleibenden Interferer reduziert würde, man gelänge aber unweigerlich recht schnell an den Punkt, wo eine sinnvolle Schätzung aufgrund des zu geringen Überbestimmtheitsgrad nicht mehr möglich ist [Ost01]. In der Abwärtsstrecke sind die Möglichkeiten einer Interferenzreduktion durch gemeinsame Datenschätzung daher begrenzt.

Anders ist die Situation in der Aufwärtsstrecke, da man hier prinzipiell die Möglichkeit hat, die Empfangssignale aller Basisstationen gemeinsam zu verarbeiten, siehe Bild 4.8. In der Aufwärtsstrecke kann man die Empfangssignale der Basisstationen aus Z Zellen gemeinsam verarbeiten und bei der gemeinsamen Datenschätzung die von allen Mobilstationen in diesen Z Zellen gesendeten Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ berücksichtigen [WMSL02, SWC⁺02]. Der Überbestimmtheitsgrad des der gemeinsamen Datenschätzung zugrundeliegenden linearen Gleichungssystems entspricht nun unabhängig von Z dem Überbestimmtheitsgrad des linearen Gleichungssystems, das man bei alleinigen Verwenden des Empfangssignals einer Referenzbasisstation bei Berücksichtigen aller Mobilstationen in der dazugehörigen Zelle erhielte. Durch Vergrößern der Anzahl Z der Zellen kann man die verbleibende Interzellinterferenz beliebig reduzieren, bis man im Grenzfall, wenn alle Zellen des Mobilfunksystems berücksichtigt werden, keine wirksame Interferenz mehr hat. Die Datenschätzung in der Aufwärtsstrecke eines Mobilfunksystems ist also, wenn man die Empfangssignale aller Basisstationen gemeinsam verarbeitet, nicht mehr interferenzbegrenzt. Hier zeigt sich eine Dualität zwischen gemeinsamer Sendesignalerzeugung in der Abwärtsstrecke, siehe Abschnitt 4.2.1, und gemeinsamer Datenschätzung in der Aufwärtsstrecke.

Begrenzend bei der gemeinsamen Datenschätzung in der Aufwärtsstrecke eines Mobilfunksystems mit gemeinsamer Verarbeitung der Empfangssignale der Basisstationen ist die erforderliche Systemkenntnis. Die gemeinsame Datenschätzung setzt voraus, daß das System bekannt ist. Insbesondere müssen die Kanalimpulsantworten der Kanäle von allen Mobilstationen zu allen Basisstationen bekannt sein. Das Liefern dieses Systemwissens ist Aufgabe der gemeinsamen Kanalschätzung, die aus den Empfangssigna-

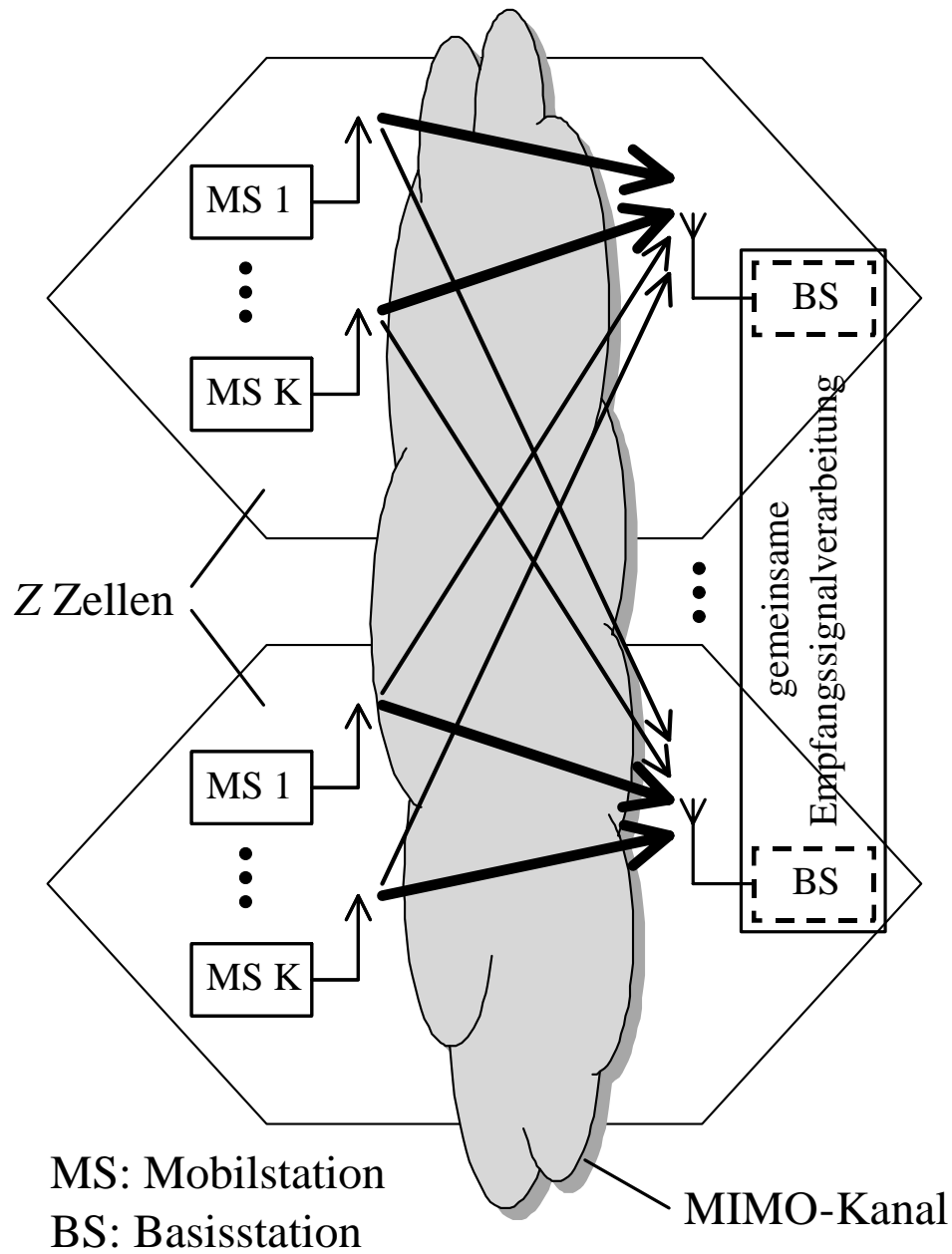


Bild 4.8. Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung für mehrere Zellen

len die Abtastwerte der Kanalimpulsantworten schätzt [SMWB01]. Da die Empfangssignalwerte lineare Funktionen der Abtastwerte der zu schätzenden Kanalimpulsantworten sind, liegt auch der Kanalschätzung ein lineares Systemmodell zugrunde. Da die Kanalimpulsantwortabtastwerte kontinuierlichwertig sind, existiert hier sogar die harte Forderung, daß man mindestens so viele Empfangssignalwerte wie zu schätzende Kanalimpulsantwortabtastwerte haben muß [SJ94, SB93, SMWB01, Ste95]. Die Anzahl der Kanäle von allen Mobilstationen zu allen Basisstationen und damit auch die Anzahl der zu schätzenden Kanalimpulsantwortabtastwerte ist proportional zu Z^2 , während die Anzahl der zum Kanalschätzen zur Verfügung stehenden Empfangssignalwerte von den verschiedenen Basisstationen nur proportional zu Z ist. Man kann die Anzahl Z der Zellen, deren Empfangssignale gemeinsam verarbeitet werden, also nicht beliebig groß wählen, da eine Kanalschätzung dann nicht mehr möglich ist.

Kapitel 5

Gemeinsame Kanalschätzung mit Trainingssignalen zum Erhöhen der Schätzqualität

5.1 Prinzip der gemeinsamen Kanalschätzung

Wie im vorangehenden Kapitel 4 gezeigt, ist das Potential einer Interferenzreduktion durch gemeinsame Sendesignalerzeugung oder gemeinsame Empfangssignalverarbeitung durch die verfügbare Kanalkennntnis begrenzt. Diese Kanalkennntnis kann durch eine Kanalschätzung erlangt werden. Im folgenden wird das Prinzip der gemeinsamen Kanalschätzung am Beispiel einer Zelle eines CDMA-Mobilfunksystems erläutert. Die vorgestellten Verfahren sind auch zum gemeinsamen Kanalschätzen unter Einbeziehen von Mobilstationen aus Nachbarzellen einsetzbar. Es wird die Aufwärtsstrecke betrachtet, da es sich hier um ein echtes Mehrteilnehmerkanalschätzproblem handelt, bei dem Interferenzen durch gemeinsames Schätzen der Kanäle der verschiedenen Teilnehmer reduziert werden können. In der Abwärtsstrecke handelt es sich hingegen auch in Mehrteilnehmersystemen um ein Einteilnehmerkanalschätzproblem, sofern die Sendesignale für die verschiedenen Teilnehmer über die gleiche Sendeantenne angestrahlt werden, also keine adaptiven Sendeantennen mit unterschiedlichen Richtcharakteristiken für die verschiedenen Teilnehmer eingesetzt werden. Einteilnehmerkanalschätzprobleme sind als ein einfacher Spezialfall der im folgenden diskutierten Mehrteilnehmerkanalschätzprobleme zu betrachten.

Die Kanalschätzung in TD-CDMA basiert auf in Form von Mittambeln gesendeten Trainingssignalen [SJ94, SB93, HKK⁺00]. Man kann diese Trainingssignale auch in Form von Präambeln oder Postambeln senden, was aber bei zeitvarianten Kanälen zu einer größeren Abweichung von geschätzter und tatsächlicher Kanalimpulsantwort am jeweils anderen Büschelende führt. Die im folgenden zur trainingssignalbasierten Kanalschätzung vorgestellten Verfahren der gemeinsamen Kanalschätzung kann man prinzipiell auch für eine pilotsymbolbasierte Kanalschätzung einsetzen [ASA97, HT00]. Bei einer pilotsymbolbasierten Kanalschätzung entstehen die Trainingssignale durch Senden bekannter, als Piloten bezeichneter Datensymbole. Die Struktur des Trainingssignals ist dann durch den verwendeten Spreizcode $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, siehe (2.9), vorgegeben. Der

wesentliche Unterschied zwischen pilotsymbolbasierter und trainingssignalbasierter Kanalschätzung ist, daß durch die im Fall von pilotsymbolbasierter Kanalschätzung vorgegebene Trainingssignalstruktur keine Möglichkeiten der Optimierung der Trainingssignale bestehen, siehe Abschnitt 5.4.

Zunächst wird das Systemmodell [Ste95] für die gemeinsame Kanalschätzung wiedergegeben. Die Anzahl der bei der gemeinsamen Kanalschätzung berücksichtigten Mobilstationen sei K . Die Dimension der zu schätzenden Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, siehe (2.11), ist W Abtastwerte. Allgemein ist der aus dem Senden eines Trainingssignals durch eine Mobilstation resultierende, von Interferenzen durch direkt davor oder danach gesendeter Signale freie Empfangssignalanteil

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \left(\underline{\mathbf{e}}_1^{(k)} \dots \underline{\mathbf{e}}_M^{(k)} \right)^T \quad (5.1)$$

der Dimension M an der Basisstation eine lineare, durch eine $M \times W$ Trainingssignalmatrix $\underline{\mathbf{G}}^{(k)}$ beschriebene Funktion

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \underline{\mathbf{G}}^{(k)} \cdot \underline{\mathbf{h}}^{(k)} \quad (5.2)$$

der Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$ nach (2.9). Das gesamte Empfangssignal ergibt sich durch Überlagern der Empfangssignalanteile $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ von allen Mobilstationen und einer zusätzlichen Störung $\underline{\mathbf{n}}$ [Ste95]:

$$\underline{\mathbf{e}} = \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{G}}^{(k)} \underline{\mathbf{h}}^{(k)} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (5.3)$$

Die Systemgleichung läßt sich mit der totalen Kanalimpulsantwort

$$\underline{\mathbf{h}} = \left(\underline{\mathbf{h}}^{(1)T} \dots \underline{\mathbf{h}}^{(K)T} \right)^T \quad (5.4)$$

und der totalen Trainingssignalmatrix

$$\underline{\mathbf{G}} = \left(\underline{\mathbf{G}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{G}}^{(K)} \right) \quad (5.5)$$

kompakter darstellen:

$$\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{G}} \cdot \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (5.6)$$

Unter der Annahme, daß die Störung $\underline{\mathbf{n}}$ stationäres Gaußrauschen mit der Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ nach (2.16) ist und die Trainingssignale hinreichend lang sind

$$M \geq KW, \quad (5.7)$$

ergibt sich die allgemeine Maximum-Likelihood-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$ der totalen Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}$ nach (5.4) zu [Fel94, SJ94, SB93, Ste95, Cad90, Lev60]

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = \left(\underline{\mathbf{G}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}} \right)^{-1} \underline{\mathbf{G}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{e}}. \quad (5.8)$$

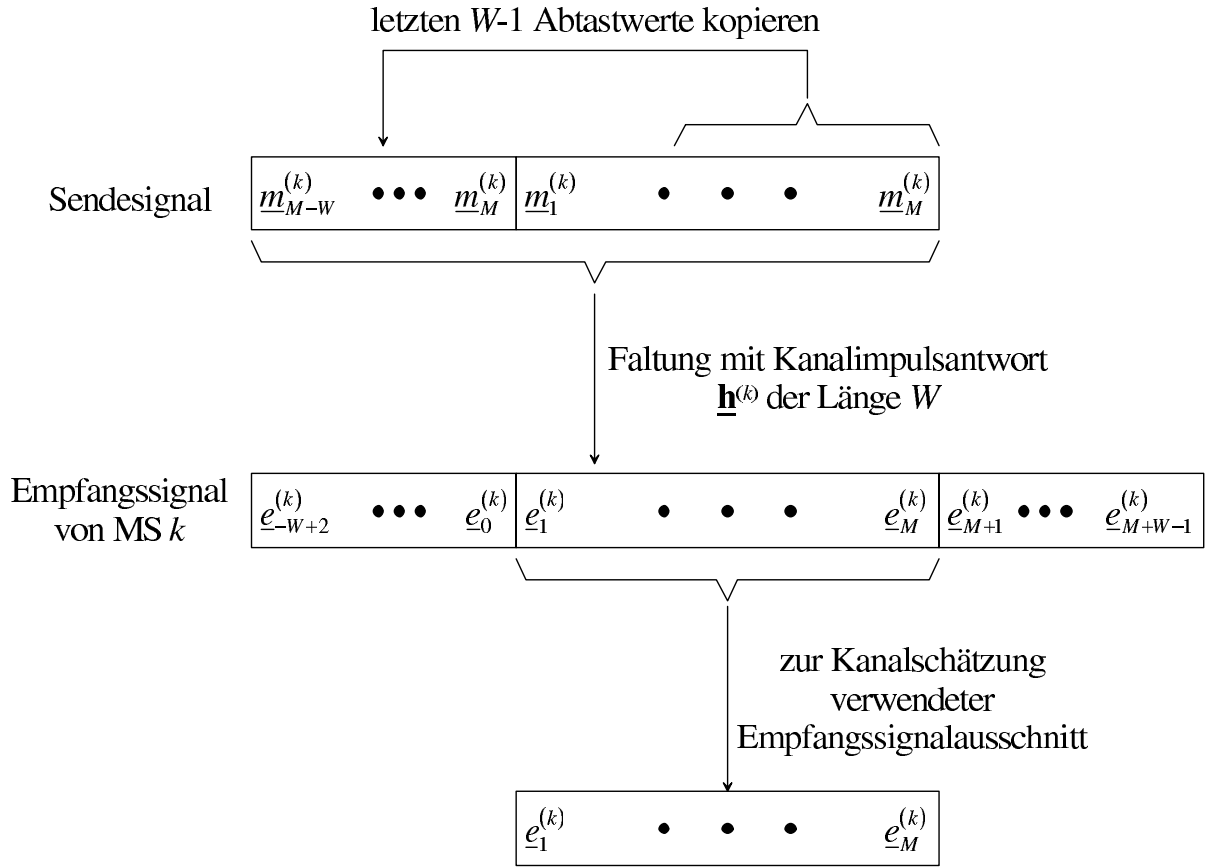


Bild 5.1. Signale zum Kanalschätzen

Die Maximum-Likelihood-Schätzung $\hat{\underline{h}}$ ist erwartungstreu und damit frei von Interferenzeinflüssen der berücksichtigten Mobilstationen [Fel94, Ste95].

Als besonders vorteilhaft hat es sich herausgestellt, Ausschnitte periodischer Signale als Trainingssignale zu wählen [Fel94, SJ94, SB93, Ste95]. Diese Wahl ermöglicht eine erhebliche Reduktion des Rechenaufwands bei der gemeinsamen Kanalschätzung. Die Mobilstationen senden periodisch fortgesetzte Trainingssignale $\underline{m}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Länge M , das heißt vor dem eigentlichen Trainingssignalen $\underline{m}^{(k)}$ werden zunächst die $W - 1$ letzten Werte der Trainingssignale $\underline{m}^{(k)}$ gesendet, siehe Bild 5.1. Von den insgesamt $M + 2W - 2$ durch die gesendeten Trainingssignale beeinflussten Empfangswerten enthalten jeweils die ersten $W - 1$ und die letzten $W - 1$ Empfangswerte auch durch die direkt davor beziehungsweise danach gesendeten Signale beeinflusste Anteile. Zum Kanalschätzen werden nur die mittleren M Empfangswerte $\underline{e}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, verwendet.

Für die Trainingssignalmatrix, siehe (5.2), folgt

$$\mathbf{G}^{(k)} = \begin{pmatrix} \underline{m}_1^{(k)} & \underline{m}_M^{(k)} & \cdots & \underline{m}_{M-W+2}^{(k)} \\ \underline{m}_2^{(k)} & \underline{m}_1^{(k)} & \cdots & \underline{m}_{M-W+3}^{(k)} \\ \underline{m}_3^{(k)} & \underline{m}_2^{(k)} & \cdots & \underline{m}_{M-W+4}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \underline{m}_M^{(k)} & \underline{m}_{M-1}^{(k)} & \cdots & \underline{m}_{M-W+1}^{(k)} \end{pmatrix}. \quad (5.9)$$

Die Trainingssignalmatrix $\underline{\mathbf{G}}^{(k)}$ nach (5.9) ist eine Toeplitzmatrix.

5.2 Aufwandsgünstige Realisierung

Der Steiner-Schätzer [SJ94, SB93, Ste95] basiert auf der Idee, durch geschickte Wahl der Trainingssignale

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = \left(\underline{m}_1^{(k)} \dots \underline{m}_M^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (5.10)$$

einen möglichst einfachen gemeinsamen Kanalschätzer zu erhalten. Eine erste Vereinfachung des Kanalschätzers läßt sich durch geeignete Wahl der Trainingssignallänge erzielen. Man wählt die Trainingssignallänge M so, daß die totale Trainingssignalmatrix $\underline{\mathbf{G}}$ nach (5.5) quadratisch ist, das heißt

$$KW = M \quad (5.11)$$

gilt. Anschaulich bedeutet dies, daß die Anzahl M der Empfangswerte gleich der Anzahl KW zu schätzender Kanalkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k)}$ ist. Wenn die totale Trainingssignalmatrix $\underline{\mathbf{G}}$ quadratisch ist, vereinfacht sich die Maximum-Likelihood-Schätzung nach (5.8) zu

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = \underline{\mathbf{G}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{e}}. \quad (5.12)$$

Weitere Vereinfachungen ergeben sich, wenn man die Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, von einem gemeinsamen, periodischen Grundcode

$$\underline{\mathbf{m}} = \left(\dots \underline{m}_{-1} = \underline{m}_P, \underline{m}_1 \dots \underline{m}_P, \underline{m}_{P+1} = \underline{m}_1 \dots \right)^T \quad (5.13)$$

der Periodendauer

$$P = KW = M \quad (5.14)$$

ableitet [SJ94, SB93, Ste95]. Das Trainingssignal von Mobilstation k ist der Ausschnitt

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = \left(\underline{m}_{(-k+1)W+1} \dots \underline{m}_{(K-k+1)W} \right)^T \quad (5.15)$$

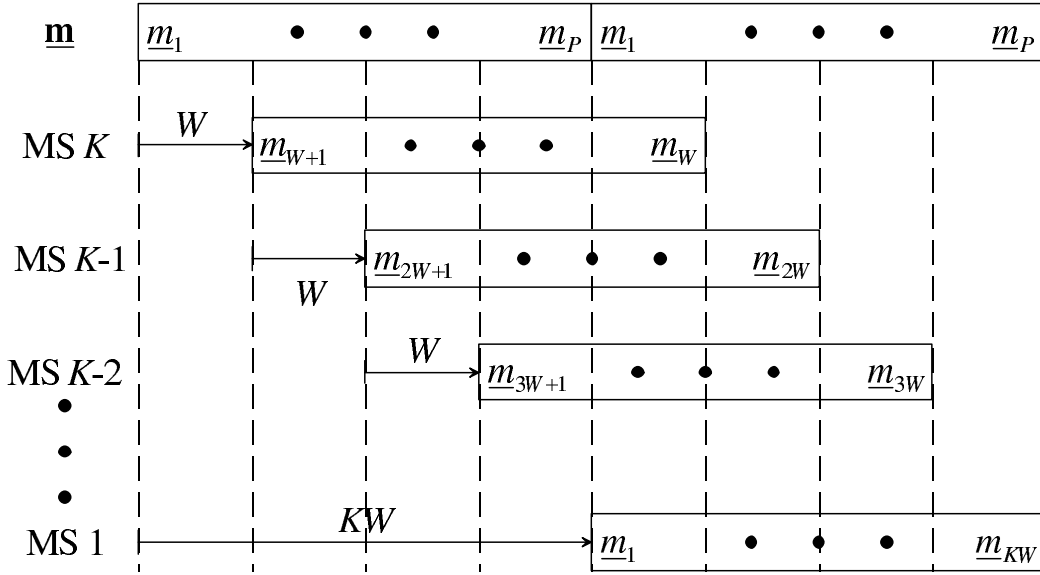


Bild 5.2. Ableiten der Trainingssignale von einem gemeinsamen, periodischen Grundcode

der Länge M dieses periodischen Grundcodes \underline{m} , siehe Bild 5.2. Bei dieser Wahl der Trainingssignale ist die totale Trainingssignalmatrix

$$\underline{\mathbf{G}} = \begin{pmatrix} \underline{m}_1 & \underline{m}_{KW} & \cdots & \underline{m}_{(K-1)W+2} & \cdots & \cdots & \underline{m}_{W+1} & \underline{m}_W & \cdots & \underline{m}_2 \\ \underline{m}_2 & \underline{m}_1 & \cdots & \underline{m}_{(K-1)W+3} & \cdots & \cdots & \underline{m}_{W+2} & \underline{m}_{W+1} & \cdots & \underline{m}_3 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \underline{m}_{KW} & \underline{m}_{KW-1} & \cdots & \underline{m}_{(K-1)W+1} & \cdots & \cdots & \underline{m}_W & \underline{m}_{W-1} & \cdots & \underline{m}_1 \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

nach (5.5) rechtszirkulant. Die Inverse

$$\underline{\mathbf{G}}^{-1} = \begin{pmatrix} \underline{t}_1 & \underline{t}_{KW} & \cdots & \underline{t}_2 \\ \underline{t}_2 & \underline{t}_1 & \cdots & \underline{t}_3 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \underline{t}_{KW} & \underline{t}_{KW-1} & \cdots & \underline{t}_1 \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

einer rechtszirkulanten Matrix ist wieder rechtszirkulant [Mar87], das heißt man braucht nur eine Zeile der inversen Matrix zu berechnen, um die gesamte Schätzmatrix $\underline{\mathbf{G}}^{-1}$ zu kennen. Der Steiner-Schätzer entspricht folglich einem zyklischen Korrelator [SJ94, SB93, Ste95], siehe Bild 5.3. Im Frequenzbereich entspricht die zyklische Korrelation einer einfachen elementweisen Multiplikation, was eine weitere Reduktion des Rechenaufwands ermöglicht [SJ94, Ste95, Rup93, Ach78, CT65]. Es sei erwähnt, daß es enge Beziehungen zwischen dem hier vorgestellten Kanalschätzen im Frequenzbereich mit periodisierten Trainingssignalen und dem Kanalschätzen in OFDM-Systemen [vNP00, KS01, WG00] mit zyklischem Präfix gibt.

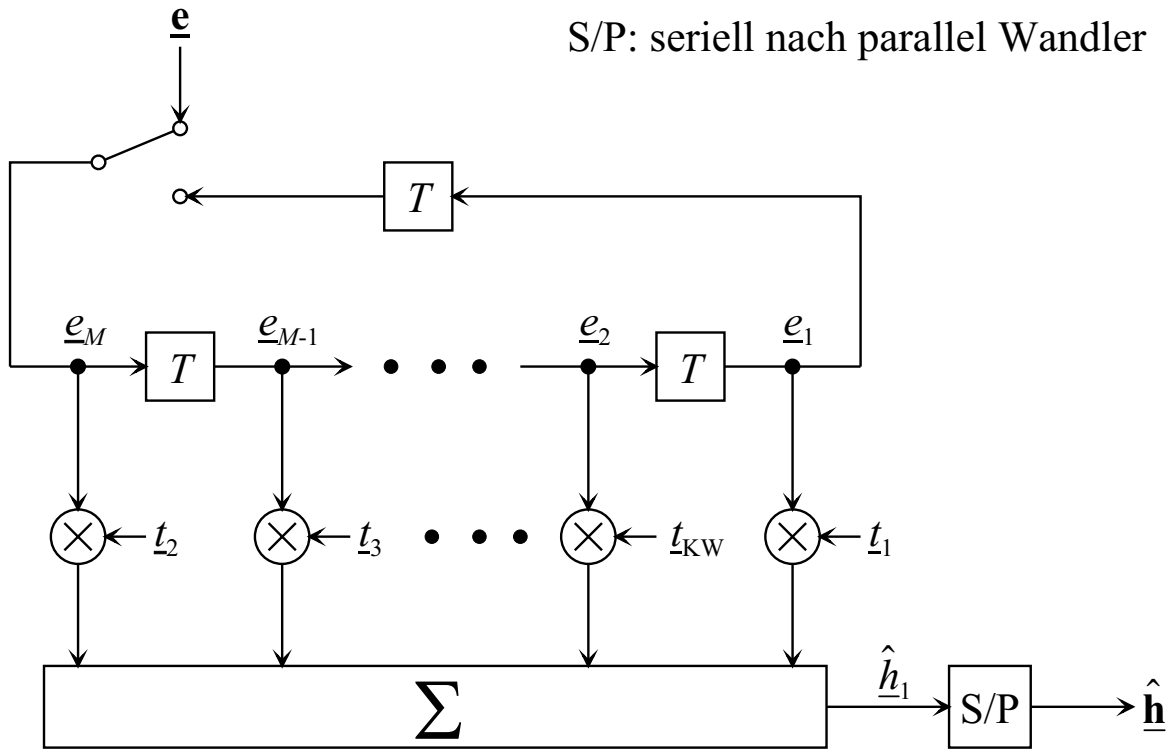


Bild 5.3. Steiner-Schätzer

Der Steiner-Schätzer führt das Problem der Kanalschätzung in Mehrteilnehmersystemen auf die Kanalschätzung in Einteilnehmersystemen zurück, indem die verschiedenen Mobilstationen $k \in \{1 \dots K\}$ um $(k-1)W$ Abtastwerte verzögerte Versionen desselben periodischen Trainingssignals \underline{m} nach (5.13) senden. Am Ausgang des Kanalschätzers erscheint daher die Summe der Schätzungen der einzelnen, verschieden verzögerten Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ nach (2.11), siehe Bild 5.4. Da die Verzögerungsdifferenzen W gerade der Kanalimpulsantwortlänge entsprechen, überlappen sich die einzelnen Anteile nicht und können durch zeitliche Fensterung perfekt separiert werden.

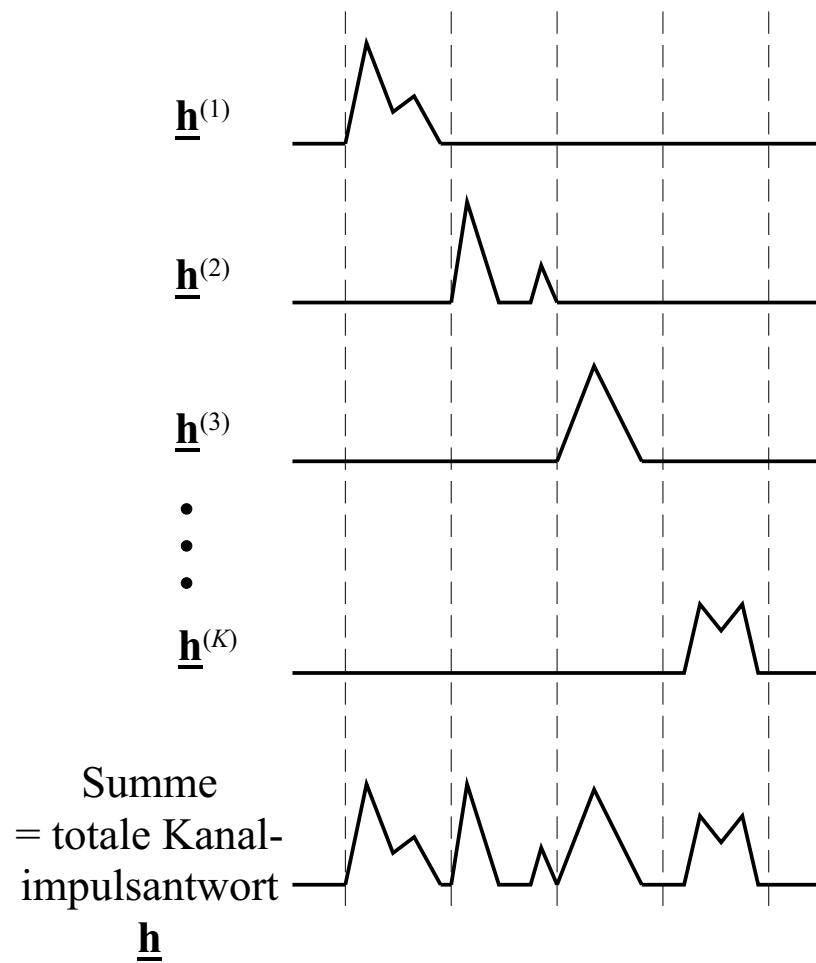


Bild 5.4. Schematische Darstellung des Zurückführens des Mehrteilnehmerkanalschätzproblems auf das Einteilnehmerkanalschätzproblem

5.3 Vergleich mit Einzelkanalschätzung — SNR-Degradation

Die Maximum-Likelihood-Kanalschätzung $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$ nach (5.8) ist erwartungstreu. Der Schätzfehler

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} - \underline{\mathbf{h}} = (\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{n}} \quad (5.18)$$

resultiert daher allein aus dem dem Empfangssignal überlagerten Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$. Falls dieses Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$, wie angenommen, gaußverteilt und mittelwertfrei ist, so ist auch der Schätzfehler $\hat{\underline{\mathbf{h}}} - \underline{\mathbf{h}}$ nach (5.18) gaußverteilt und mittelwertfrei. Die Güte der Schätzung wird folglich durch die Kovarianzmatrix

$$\text{E} \left\{ \left(\hat{\underline{\mathbf{h}}} - \underline{\mathbf{h}} \right) \cdot \left(\hat{\underline{\mathbf{h}}} - \underline{\mathbf{h}} \right)^{* \text{T}} \right\} = (\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \quad (5.19)$$

des Schätzfehlers $\hat{\underline{\mathbf{h}}} - \underline{\mathbf{h}}$ vollständig beschrieben, wobei insbesondere die Varianzen $\left[(\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \right]_{(k-1)W+w, (k-1)W+w}$ der Schätzfehler $\hat{h}_w^{(k)} - h_w^{(k)}$ der einzelnen Kanalimpulsantwortabtastwerte $\underline{h}_w^{(k)}$ und die sich daraus ergebenden Signal-Stör-Verhältnisse

$$\gamma_w^{(k)} = \frac{\left| \underline{h}_w^{(k)} \right|^2}{\left[(\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \right]_{(k-1)W+w, (k-1)W+w}}, \quad k = 1 \dots K, \quad w = 1 \dots W, \quad (5.20)$$

interessieren.

Die Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_w^{(k)}$ nach (5.20), $k = 1 \dots K$, $w = 1 \dots W$, eignen sich nicht direkt als Gütekriterien zum Beurteilen von Kanalschätzern und zugehörigen Trainingssignalen $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (5.10). Der Grund dafür besteht darin, daß das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_w^{(k)}$ nach (5.20) offensichtlich auch vom Kanalimpulsantwortabtastwert $\underline{h}_w^{(k)}$ und der Leistung des Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$ abhängt. Man gelangt zu einem Gütekriterium für Kanalschätzer, indem man die Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_w^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $w = 1 \dots W$, nach (5.20) mit den Signal-Stör-Verhältnissen $\gamma_{\text{ref},w}^{(k)}$ eines Referenzkanalschätzers vergleicht. Ein geeigneter Referenzkanalschätzer ist beispielsweise das an das gesendete Trainingssignal signalangepaßte Filter für farbiges Rauschen, das unter Vernachlässigung von Interferenzen bei gegebenen Trainingssignalen $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (5.10) die größtmöglichen Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{ref},w}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $w = 1 \dots W$, liefert. Dieser Referenzkanalschätzer wird auch als Einzelkanalschätzer bezeichnet. Die Referenzkanalschätzung ergibt sich zu

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}}_{\text{ref}} = (\text{diag} (\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}}))^{-1} \underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{e}}. \quad (5.21)$$

Die Signal-Stör-Verhältnisse dieser Referenzkanalschätzung sind

$$\gamma_{\text{ref},w}^{(k)} = \left| \underline{h}_w^{(k)} \right|^2 \left[\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}} \right]_{(k-1)W+w, (k-1)W+w}, \quad k = 1 \dots K, \quad w = 1 \dots W. \quad (5.22)$$

Im Falle weißen Rauschens, siehe (2.17), ist das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{ref},w}^{(k)}$ der Referenzkanalschätzung das bei gegebener Rauschleistung und gegebener Energie des Trainingssignals $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$ nach (5.10) bestmögliche Signal-Stör-Verhältnis. Als Gütekriterium für Kanalschätzer und zugehörige Trainingssignale definiert man das als SNR-Degradation bezeichnete Verhältnis

$$\delta_w^{(k)} = \frac{\gamma_{\text{ref},w}^{(k)}}{\gamma_w^{(k)}} \quad (5.23)$$

aus Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{ref},w}^{(k)}$, siehe (5.22), des Referenzkanalschätzers und Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_w^{(k)}$, siehe (5.20), des zu beurteilenden Kanalschätzers [Ste95, SB93, SJ94]. Die SNR-Degradation $\delta_w^{(k)}$ ist aufgrund der Optimalitätseigenschaft des signalangepaßten Filters für farbiges Rauschen stets größer oder gleich eins.

Für den Maximum-Likelihood-Kanalschätzer nach (5.8) erhält man die SNR-Degradationen

$$\delta_w^{(k)} = \left[\left(\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}} \right)^{-1} \right]_{(k-1)W+w, (k-1)W+w} \left[\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{G}} \right]_{(k-1)W+w, (k-1)W+w}, \quad k = 1 \dots K, \quad w = 1 \dots W. \quad (5.24)$$

Diese SNR-Degradationen $\delta_w^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $w = 1 \dots W$, des Maximum-Likelihood-Kanalschätzers sind ein Maß für den Preis der erhöhten Störempfindlichkeit der interferenzfreien Kanalschätzung im Vergleich zur interferenzbehafteten Einzelkanalschätzung.

Im Falle des Steiner-Schätzers ist die totale Trainingssignalmatrix $\underline{\mathbf{G}}$ nach (5.5) quadratisch und rechtszirkulant. Die SNR-Degradationen

$$\delta = \delta_w^{(k)}, \quad w = 1 \dots W, \quad k = 1 \dots K, \quad (5.25)$$

sind dann alle gleich [SB93, Ste95]. Die Performanz des Steiner-Schätzers bei Verwenden eines bestimmten Grundcodes $\underline{\mathbf{m}}$ nach (5.13) läßt sich daher durch einen einzigen Zahlenwert δ beschreiben

5.4 Potential der Trainingssignalloptimierung

Wie man aus der Formel (5.24) zum Berechnen der SNR-Degradationen des Maximum-Likelihood-Kanalschätzers erkennt, sind die SNR-Degradationen $\delta_w^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $w =$

$1 \dots W$, Funktionen der sich aus den verwendeten Trainingssignalen $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (5.10) ergebenden totalen Trainingssignalmatrix $\underline{\mathbf{G}}$ nach (5.5). Man kann die Performanz des Maximum-Likelihood-Kanalschätzers folglich durch geschickte Wahl der Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, optimieren. Interessant ist, daß es Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gibt, die zu SNR-Degradationen von

$$\delta_w^{(k)} = 0 \text{ dB}, \quad w = 1 \dots W, \quad k = 1 \dots K, \quad (5.26)$$

führen. Beispiele für derartige Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, im Fall quadratischer Trainingssignalmatrizen (5.11) sind

- die aus jeweils einem einzigen verschobenen Diracimpuls [Lük95] bestehenden Trainingssignale mit den Elementen

$$\underline{m}_m^{(k)} = \begin{cases} 1 & \text{falls } m = (k-1)W + 1, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad k = 1 \dots K, \quad m = 1 \dots M, \quad (5.27)$$

was dem naheliegenden, zeitlich aufeinanderfolgenden Schätzen der einzelnen Kanäle mit einem Diracimpuls als Trainingssignal entspricht. Diese Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, kann man gemäß (5.15) aus dem Grundcode

$$\underline{m}_p = \begin{cases} 1 & \text{falls } p = 1, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad p = 1 \dots P, \quad (5.28)$$

gewinnen, so daß der aufwandsgünstige Steiner-Schätzer einsetzbar ist.

- die neuartigen aus einer Überlagerung von Exponentialschwingungen mit der normierten Frequenzdifferenz $1/W$ resultierenden Trainingssignale mit den Elementen

$$\underline{m}_m^{(k)} = \sum_{w=0}^{W-1} \exp \left(j2\pi \frac{(w-1)K + k}{KW} \right), \quad k = 1 \dots K, \quad m = 1 \dots M. \quad (5.29)$$

Diese Trainingssignale basieren auf einem Abtasten der Übertragungsfunktion unter Einhalten des Abtasttheorems im Frequenzbereich [Lük95].

Man kann also zusammenfassend sagen, daß es im Falle der gemeinsamen Kanalschätzung durch geschickte Wahl der Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, möglich ist, die schädlichen Auswirkungen von Interferenzen zu eliminieren, ohne dafür einen Preis

in Form einer erhöhten Störempfindlichkeit zahlen zu müssen. Es muß jedoch gesagt werden, daß die erwähnten optimalen Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit SNR-Degradationen von 0 dB bezüglich anderer Kriterien recht ungünstig sind und deshalb bislang noch nicht zur Kanalschätzung in TD-CDMA-Mobilfunksystemen vorgeschlagen wurden. Eine für die praktische Realisierung relevante Eigenschaft ist beispielsweise der Crest-Faktor [vNP00], der bei den erwähnten, bezüglich der SNR-Degradationen optimalen Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, sehr ungünstig ist. Für TD-CDMA wurden daher auf heuristischem Wege Grundcodes $\underline{\mathbf{m}}$ mit konstantem Betrag

$$|\underline{m}_p| = 1, \quad p = 1 \dots P, \quad (5.30)$$

und daraus abgeleitete Trainingssignale $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, konstruiert, die für jede Mobilstation zu einem Sendesignal mit konstanter Hüllkurve führen, und die trotzdem zur einer kleinen SNR-Degradation δ nach (5.25) führen [SJ94, Ste95].

Kapitel 6

Gemeinsame Datenschätzung für Mobilfunksysteme der dritten und vierten Generation

6.1 Vergleich gemeinsamer Datenschätzung mit Einzelsymbolschätzung

Bevor genauer auf die Verfahren zum gemeinsamen Datenschätzen eingegangen wird, sollen hier Gütekriterien zum Beurteilen von gemeinsamen Datenschätzern vorgestellt werden. Hierzu wird der gemeinsame Datenschätzer in einem Szenario betrachtet, in dem außer den bei der gemeinsamen Datenschätzung berücksichtigten Nutzsignalen nur Rauschen empfangen wird. Bei den hier betrachteten digitalen Mobilfunksystemen interessieren letztlich die sich ergebenden Bitfehlerwahrscheinlichkeiten, Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten und Folgenfehlerwahrscheinlichkeiten, die Funktionen der Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse am Empfängereingang sind und im allgemeinen für die verschiedenen Teilnehmer unterschiedlich sind. Im allgemeinen muß man sogar von verschiedenen Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnissen für verschiedene Teilnehmer ausgehen. Die erwähnten Funktionen Bitfehlerwahrscheinlichkeit, Symbolfehlerwahrscheinlichkeit und Folgenfehlerwahrscheinlichkeit sind als Gütekriterien relativ unhandlich. Im folgenden werden daher Gütekriterien vorgestellt, die es im Idealfall erlauben, die Performanz eines gemeinsamen Datenschätzers durch eine einzige Zahl zu beschreiben [Ver98].

Eine erste wesentliche Vereinfachung der Beurteilung von gemeinsamen Datenschätzern ergibt sich, wenn man zunächst annimmt, daß alle Teilnehmer, zum Beispiel infolge des Anwendens einer Leistungsregelung, mit dem gleichen Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnis empfangen werden. Wenn man weiterhin annimmt, daß alle Teilnehmer Daten mit der gleichen Datenrate übertragen, so folgt eine einheitliche pro Bit empfangenen Nutzenergie E_b für alle Teilnehmer. Erst in einer späteren detaillierten Untersuchung wird dann zu klären sein, ob und gegebenenfalls wie sich unterschiedliche Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse der verschiedenen Teilnehmer auf die Performanz auswirken. Weiterhin stellt man fest, daß in praktischen Anwendungen nicht das gesamte Fehlerverhalten, sondern primär nur das zum Erreichen einer bestimmten, für die im betrachteten Mobilfunksystem angebotenen Dienste

mindestens erforderlichen mittleren Fehlerwahrscheinlichkeit benötigte Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnis interessiert. Da die Angabe eines zum Erreichen der den Arbeitspunkt des Mobilfunksystems definierenden mittleren Fehlerwahrscheinlichkeit benötigten Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisses alleine wenig aussagekräftig ist, bezieht man das Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnis auf das von einem einfachen Referenzsystem zum Erzielen der vorgegebenen mittleren Fehlerwahrscheinlichkeit benötigte Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnis.

Ein im Falle weißen Gaußrauschens am Empfängereingang sinnvolles Referenzsystem ist ein System, über das nur ein einziges Bit bipolar, das heißt als BPSK-moduliertes Datensymbol, oder zwei Bits als QPSK-moduliertes Datensymbol übertragen werden. Dieser im Referenzsystem betrachtete Spezialfall der Datenübertragung wird im folgenden als Einzelsymbolfall bezeichnet. Im Einzelsymbolfall besteht der optimale Empfänger aus einem signalangepaßten Filter mit anschließendem Quantisierer [Lük95, Pro95, Tur60]. Es ist bekannt, daß die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,c}$ im Einzelsymbolfall mit der pro Bit empfangenen Nutzenergie E_b nach (2.18) und der zweiseitigen Störleistungsdichte $N_0/2$ nach (2.19) ausschließlich vom Verhältnis E_b/N_0 nach (2.20) abhängt, das heißt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,c}$ hängt bei gegebenen E_b/N_0 nicht von der gesendeten oder der empfangenen Signatur ab. Das Verhältnis

$$\eta_c(P_{b,c}) = \frac{E_b/N_0|_{\text{ref}}}{E_b/N_0|_{\text{sys}}} \quad (6.1)$$

des vom Referenzsystem zum Erzielen der den Arbeitspunkt beschreibenden mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,c}$ benötigten $E_b/N_0|_{\text{ref}}$ und des vom zu untersuchenden System benötigten mittleren $E_b/N_0|_{\text{sys}}$ wird als Mehrteilnehmercodierungsgewinn bezeichnet [ZB95, GW96]. Der Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_{b,c})$ hat wegen

- der Interferenzen infolge der Übertragung mehrerer Bits,
- des eingesetzten Modulationsverfahrens und
- der eingesetzten Codierung

in der Regel einen von eins abweichenden Wert. Ein System ist um so besser, je höher der Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_{b,c})$ ist. Die Übertragung mehrerer Bits reduziert aufgrund der auftretenden Interferenzen den Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_{b,c})$, wohingegen eine geschickte Codierung den Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_{b,c})$ erhöhen kann.

Zwei Sonderfälle des Mehrteilnehmercodierungsgewinns $\eta_c(P_{b,c})$ nach (6.1) sind von besonderem Interesse. In einem Mobilfunksystem ohne Fehlerschutzcodierung mit BPSK-Modulation oder QPSK-Modulation, in dem das Empfangssignal eine lineare Funktion der gesendeten Bits ist, gibt es im Vergleich zum Referenzsystem keine Gewinne oder Verluste durch das eingesetzte Modulationsverfahren oder die Codierung. In diesem Fall wird der Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_b)$ nach (6.1) allein durch die Interferenzproblematik bestimmt und daher auch als Mehrteilnehmereffizienz $\eta(P_b)$ bezeichnet [Ver98, LV89, Ver86b]. Die Mehrteilnehmereffizienz $\eta(P_b)$ hat stets einen Wert zwischen Null und Eins, da sich Interferenzen nicht performanzverbessernd auswirken können. Anschaulich kann man die Mehrteilnehmereffizienz als Maß für den Preis in Form einer erhöhten Rauschempfindlichkeit des gemeinsamen Datenschätzers im Vergleich zum Einzelsymbolschätzer interpretieren. Der Gewinn des gemeinsamen Datenschätzers in Form der reduzierten Interferenz bleibt hierbei zunächst unberücksichtigt.

Ein weiterer Sonderfall ist ein Mobilfunksystem, in dem es zu keinen störenden Interferenzen kommt, das heißt in dem die empfangenen Signaturen orthogonal sind. Dann kann man jeden Teilnehmer getrennt betrachten, und der Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_{b,c})$ nach (6.1) wird allein durch das eingesetzte Modulationsverfahren und die Codierung bestimmt. In diesem Fall entspricht der Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c(P_{b,c})$ nach (6.1) dem aus der Literatur bekannten Codierungsgewinn $\eta_g(P_{b,c})$ [Fri96, Pro95, Roh95, Bos92]. Es sei erwähnt, daß das in CDMA-Mobilfunksystemen angewendete Spreizen der Sendesignale als einfacher Wiederholungscode [Fri96] angesehen werden kann, der jedoch alleine zu keinem Codierungsgewinn $\eta_g(P_{b,c})$ führt.

Eine Zerlegung des Mehrteilnehmercodierungsgewinns $\eta_c(P_{b,c})$ nach (6.1) in ein Produkt aus die Interferenzeinflüsse erfassende Mehrteilnehmereffizienz $\eta(P_b)$ und einen die Codierungseinflüsse beschreibenden Codierungsgewinn $\eta_g(P_{b,c})$, wobei P_b die zum Erzielen der codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,c}$ benötigte uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist, ist im allgemeinen nicht möglich [ZB95, GW96]. Dies liegt daran, daß sich Mobilfunksysteme nur in Spezialfällen in eine Schachtelung aus

- einem inneren Mehrteilnehmerübertragungssystem, das die codierten Bits der verschiedenen Teilnehmer unter Einsatz von BPSK-Modulation oder QPSK-Modulation über das gemeinsame Übertragungsmedium transportiert, und
- einem getrennten äußeren Übertragungssystemen mit senderseitiger Codierung und empfängerseitiger Decodierung

zerlegen lassen. Aber selbst wenn eine derartige Zerlegung möglich ist, ist noch zu beachten, daß die Störung, die das äußere Übertragungssystem sieht, im allgemeinen kein weißes Gaußrauschen mehr ist.

Besondere Bedeutung kommt dem Grenzwert des Mehrteilnehmercodierungsgewinns $\eta_c(P_{b,c})$ nach (6.1) für verschwindende Bitfehlerwahrscheinlichkeiten zu. Man definiert den asymptotischen Mehrteilnehmercodierungsgewinn [ZB95, GW96]

$$\eta_c = \lim_{P_{b,c} \rightarrow 0} \eta_c(P_{b,c}), \quad (6.2)$$

die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz [Ver98, LV89, Ver86b]

$$\eta = \lim_{P_b \rightarrow 0} \eta(P_b) \quad (6.3)$$

und den asymptotischen Codierungsgewinn [Fri96, Pro95, Roh95, Bos92]

$$\eta_g = \lim_{P_{b,c} \rightarrow 0} \eta_g(P_{b,c}). \quad (6.4)$$

Bislang wurde angenommen, daß alle Teilnehmer mit dem gleichen Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnis empfangen werden. Da die Codierung in der Regel für jeden Teilnehmer getrennt erfolgt, kann man auch in Systemen mit teilnehmerspezifischen Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnissen eine nun teilnehmerspezifische pro Bit empfangene Energie $E_b^{(k)}$ angeben und folglich auch einen teilnehmerspezifischen Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c^{(k)}(P_{b,c})$, vergleiche (6.1), angeben. Der Einfluß unterschiedlicher Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse der verschiedenen Teilnehmer läßt sich besonders anschaulich anhand des Einflusses der Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse anderer Teilnehmer auf den asymptotischen Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c^{(k)}$, vergleiche (6.2), eines Referenzteilnehmers bei sonst unverändertem System, das heißt bei unveränderten Signaturen, Modulationen und Codierungen, beurteilen. Drei typische Verhaltensweisen treten auf:

- Die Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse der anderen Teilnehmer haben keinen Einfluß auf den asymptotischen Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c^{(k)}$ des Referenzteilnehmers.
- Die Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse der anderen Teilnehmer haben zwar einen Einfluß auf den asymptotischen Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c^{(k)}$ des Referenzteilnehmers, das Minimum des asymptotischen Mehrteilnehmercodierungsgewinns $\eta_c^{(k)}$ des Referenzteilnehmers ist jedoch größer Null.

- Bei ungünstiger Wahl der Nutzleistungs-zu-Rauschleistungs-Verhältnisse der anderen Teilnehmer ergibt sich ein asymptotischer Mehrteilnehmercodierungsgewinn $\eta_c^{(k)}$ von Null für den Referenzteilnehmer.

In den ersten beiden Fällen bezeichnet man das Mobilfunksystem als nah-fern-resistent [Ver98, LV89].

Eine wesentliche Voraussetzung der vorangehenden Betrachtungen ist, daß das Rauschen weißes Gaußrauschen ist. Diese Voraussetzung ist notwendig, da die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,c}$ des Referenzsystems nur im Falle weißen Gaußrauschens als Funktion von E_b/N_0 darstellbar ist. Im Falle farbigen Gaußrauschens hängt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,c}$ vom gesamten Rauschleistungsdichtespektrum und von den empfangenen Signaturen ab. Die Definition eines sinnvollen Referenzsystems ist dann speziell für Mobilfunksysteme mit Fehlerschutzcodierung nicht mehr möglich, da man einem gesendeten Bit keine empfangene Signatur mehr zuordnen kann. Für Mobilfunksysteme ohne Fehlerschutzcodierung mit BPSK- oder QPSK-Modulation schlägt der Verfasser vor, für den Fall farbigen Gaußrauschens eine bitspezifische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_l^{(k)} \left(P_{b,l}^{(k)} \right)$ zu definieren. Hierzu vergleicht man die zum Erreichen der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,l}^{(k)}$ erforderlichen, im allgemeinen bitspezifischen empfangenen Energien $E_{b,l}^{(k)} \Big|_{\text{sys}}$ des zu untersuchenden Systems und $E_{b,l}^{(k)} \Big|_{\text{ref}}$ eines Referenzsystems bei gleichem Rauschen und gleichen Signaturen. Ein sinnvolles Referenzsystem ist hier das Übertragungssystem, das nur das betrachtete Bit unter Verwenden der gleichen Signatur überträgt, das heißt das zu untersuchende System unterscheidet sich vom Referenzsystem nur dadurch, daß neben dem betrachteten Bit noch weitere Bits übertragen werden und folglich Interferenzen auftreten. Der in diesem Referenzsystem betrachtete Spezialfall der Datenübertragung ist eine Erweiterung des bereits eingeführten Einzelsymbolfalls für farbiges Rauschen. Der optimale Empfänger für das Referenzsystem ist bekanntlich ein signalangepaßtes Filter für farbiges Rauschen mit anschließendem Quantisierer [Lük95, Pro95, Tur60]. Die verallgemeinerte Mehrteilnehmereffizienz ist

$$\eta_l^{(k)} \left(P_{b,l}^{(k)} \right) = \frac{E_{b,l}^{(k)} \Big|_{\text{ref}}}{E_{b,l}^{(k)} \Big|_{\text{sys}}}. \quad (6.5)$$

Weiterhin wird hier die verallgemeinerte asymptotische Mehrteilnehmereffizienz

$$\eta_l^{(k)} = \lim_{P_b \rightarrow 0} \eta_l^{(k)} \left(P_{b,l}^{(k)} \right) \quad (6.6)$$

definiert.

6.2 Prinzipien der gemeinsamen Datenschätzung ohne Berücksichtigen von Fehlerschutzcodes

6.2.1 Optimale gemeinsame Datenschätzung

Zunächst wird ein CDMA-Mobilfunksystem ohne Fehlerschutzcodierung, das heißt ein Mobilfunksystem, in dem

$$\mathbf{d}^{(k)} = \mathbf{u}^{(k)} \quad (6.7)$$

gilt, betrachtet, siehe Abschnitt 2.2.1. Ein naheliegendes Optimierungskriterium besteht darin, entsprechend dem Maximum-a-posteriori-Kriterium [Pro95, Wha71] im Empfänger den Datenvektor $\hat{\mathbf{d}}_{\text{MAPF}}$ als Schätzung des gesendeten Datenvektors \mathbf{d} nach (2.24) zu verwenden, der basierend auf der Kenntnis des Empfangssignals \mathbf{e} , siehe (2.26), der am wahrscheinlichsten gesendete Datenvektor ist, das heißt es gilt

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MAPF}} = \arg \max_{\mathbf{d} \in \mathbb{D}^{KN}} \{ \Pr \{ \mathbf{d} | \mathbf{e} \} \} . \quad (6.8)$$

Es ist essentiell, das Maximum bezüglich der Menge \mathbb{D}^{KN} der tatsächlich möglichen Datenvektoren der Länge KN zu bestimmen. Im Falle von QPSK-Modulation ist das Modulationsalphabet beispielsweise

$$\mathbb{D} = \{ +1 + j, -1 + j, -1 - j, +1 - j \} . \quad (6.9)$$

Mit der Bayesschen Formel [Bos86, Pap91] folgt

$$\Pr \{ \mathbf{d} | \mathbf{e} \} = \frac{p(\mathbf{d}, \mathbf{e})}{p(\mathbf{e})} = \frac{p(\mathbf{e} | \mathbf{d}) \cdot \Pr \{ \mathbf{d} \}}{p(\mathbf{e})} . \quad (6.10)$$

$\Pr \{ \mathbf{d} \}$ ist die A-priori-Wahrscheinlichkeit des Datenvektors \mathbf{d} , siehe (2.24), das heißt die Wahrscheinlichkeit, mit der der Datenvektor \mathbf{d} gesendet wird. Da das Maximum in (6.8) nur für einen bestimmten Empfangsvektor \mathbf{e} nach (2.26) gesucht wird, folgt mit (6.10)

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MAPF}} = \arg \max_{\mathbf{d} \in \mathbb{D}^{KN}} \{ p(\mathbf{e} | \mathbf{d}) \cdot \Pr \{ \mathbf{d} \} \} . \quad (6.11)$$

Mit

$$\mathbf{n} = \mathbf{e} - \mathbf{A} \mathbf{d} \quad (6.12)$$

entspricht der Wert der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(\mathbf{e} | \mathbf{d})$ dem Wert der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Rauschens für den zugehörigen Rauschvektor \mathbf{n} :

$$p(\mathbf{e} | \mathbf{d}) = p(\mathbf{n} = \mathbf{e} - \mathbf{A} \mathbf{d}) . \quad (6.13)$$

Die in (6.8) und (6.11) definierten Datenschätzer sind Maximum-a-posteriori-Folgenschätzer, da die Wahrscheinlichkeiten der in den Vektoren $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) zusammengefaßten Datenfolgen maximiert werden, das heißt die Folgenfehlerwahrscheinlichkeiten werden minimiert. Um die Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten zu minimieren, muß man die wahrscheinlichsten Werte der einzelnen Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, bestimmen. Die A-posteriori-Wahrscheinlichkeit des n -ten Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ von Teilnehmer k ergibt sich durch Aufsummieren der A-posteriori-Wahrscheinlichkeiten aller Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24), in denen das betrachtete Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ den vorgegebenen Wert hat. Die Maximum-a-posteriori-Symbolschätzung des Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ ergibt sich zu

$$\hat{\underline{d}}_{\text{MAPS},n}^{(k)} = \arg \max_{\underline{d}_n^{(k)} \in \mathbb{D}} \left\{ \sum_{\{\underline{\mathbf{d}} | \underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN} \wedge [\underline{\mathbf{d}}]_{(k-1)N+n} = \underline{d}_n^{(k)}\}} p(\underline{\mathbf{e}} | \underline{\mathbf{d}}) \cdot \Pr\{\underline{\mathbf{d}}\} \right\}. \quad (6.14)$$

Schließlich kann man noch die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten minimieren, was nur im Fall einer BPSK-Modulation oder einer QPSK-Modulation gleichwertig zum Minimieren der Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten ist [Lük95, Pro95]. Die A-posteriori-Wahrscheinlichkeit des m -ten Datenbits $d_m^{(k)}$ von Teilnehmer k ergibt sich durch Aufsummieren der A-posteriori-Wahrscheinlichkeiten aller Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}$, in denen das betrachtete Datenbit $d_m^{(k)}$ den vorgegebenen Wert hat. Die Maximum-a-posteriori-Bitschätzung des Datenbits $d_m^{(K)}$ ergibt sich zu

$$\hat{d}_{\text{MAPB},m}^{(k)} = \arg \max_{d_m^{(k)} \in \{-1, +1\}} \left\{ \sum_{\{\underline{\mathbf{d}} | \underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN} \wedge d_m^{(k)} \text{ enthalten}\}} p(\underline{\mathbf{e}} | \underline{\mathbf{d}}) \cdot \Pr\{\underline{\mathbf{d}}\} \right\}. \quad (6.15)$$

Der Maximum-a-posteriori-Bitschätzer ist derjenige Datenschätzer, der bei gegebenem Sender und Kanal die Mehrteilnehmereffizienz $\eta(P_b)$ maximiert.

Ausgehend von der Annahme, das alle $|\mathbb{D}|^{KN}$ Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) mit der gleichen A-priori-Wahrscheinlichkeit $\Pr\{\underline{\mathbf{d}}\}$ gesendet werden, erhält man aus den vorgestellten Maximum-a-posteriori-Datenschätzern Maximum-Likelihood-Datenschätzer [Pro95, Wha71, Ver98, Ver86b, Ver86a, Sch79, Sch80]. Aus (6.11) erhält man den Maximum-Likelihood-Folgenschätzer

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{MLF}} = \arg \max_{\underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN}} \{p(\underline{\mathbf{e}} | \underline{\mathbf{d}})\}, \quad (6.16)$$

aus (6.14) erhält man den Maximum-Likelihood-Symbolschätzer

$$\hat{\underline{d}}_{\text{MLS},n}^{(k)} = \arg \max_{\underline{d}_n^{(k)} \in \mathbb{D}} \left\{ \sum_{\{\underline{\mathbf{d}} | \underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN} \wedge [\underline{\mathbf{d}}]_{(k-1)N+n} = \underline{d}_n^{(k)}\}} p(\underline{\mathbf{e}} | \underline{\mathbf{d}}) \right\} \quad (6.17)$$

und aus (6.15) erhält man den Maximum-Likelihood-Bitschätzer

$$\hat{d}_{\text{MLB},m}^{(k)} = \arg \max_{d_m^{(k)} \in \{-1, +1\}} \left\{ \sum_{\{\underline{\mathbf{d}} \mid \underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN} \wedge d_m^{(k)} \text{ enthalten}\}} p(\underline{\mathbf{e}} \mid \underline{\mathbf{d}}) \right\}. \quad (6.18)$$

Falls das Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ gaußverteilt ist, benötigt man zum Berechnen der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(\underline{\mathbf{e}} \mid \underline{\mathbf{d}})$ nicht die gesamte im Empfangsvektor $\underline{\mathbf{e}}$ nach (2.26) enthaltene Information. Mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (2.21) des Gaußrauschens und (6.13) folgt [Pro95, Wha71]

$$\begin{aligned} p(\underline{\mathbf{e}} \mid \underline{\mathbf{d}}) &= \frac{1}{\pi^{NQ+W-1} \det(\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}})} \exp \left(-(\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}})^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} (\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}}) \right) \\ &= \frac{1}{\pi^{NQ+W-1} \det(\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}})} \exp \left(\underline{\mathbf{e}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}} \right) \\ &\quad \cdot \exp \left(-(-2 \operatorname{Re} \{ \underline{\mathbf{d}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}} \} + \underline{\mathbf{d}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}}) \right). \end{aligned} \quad (6.19)$$

Der Term $\exp(\underline{\mathbf{e}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}})$ ist für die Maximierungsaufgaben der Maximum-a-posteriori-Datenschätzer und Maximum-Likelihood-Datenschätzer ein konstanter Faktor und daher irrelevant, so daß der Empfangsvektor $\underline{\mathbf{e}}$ nach (2.26) ausschließlich in der Form

$$\underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}} \quad (6.20)$$

einght. Die Kenntnis des Ausgangsvektors $\underline{\mathbf{r}}$ der durch die Matrix $\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1}$ beschriebenen Bank an die empfangenen Signaturen angepaßter Filter genügt also zum optimalen Datenschätzen im Empfänger. Der Vektor $\underline{\mathbf{r}}$ nach (6.20) wird daher auch als suffiziente Statistik bezeichnet [Kay93, SM71]. Aus (6.19) folgt mit (6.20)

$$p(\underline{\mathbf{e}} \mid \underline{\mathbf{d}}) \sim \exp \left(-(-2 \operatorname{Re} \{ \underline{\mathbf{d}}^{*T} \underline{\mathbf{r}} \} + \underline{\mathbf{d}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}}) \right). \quad (6.21)$$

Die gesamte Interferenzsituation wird im Fall von Gaußrauschen durch die Matrix $\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}$, die invariant bezüglich einer durch (2.32) und (2.34) beschriebenen Basis-transformation ist, beschrieben.

Im Fall von Gaußrauschen $\underline{\mathbf{n}}$ folgt aus (6.11) mit (6.19) und (6.20) für den Maximum-Likelihood-Folgenschätzer [Ver98, Pro95]

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{MLF}} &= \arg \min_{\underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN}} \left\{ (\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}})^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} (\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}}) \right\} \\ &= \arg \min_{\underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN}} \left\{ -2 \operatorname{Re} \{ \underline{\mathbf{d}}^{*T} \underline{\mathbf{r}} \} + \underline{\mathbf{d}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}} \right\}. \end{aligned} \quad (6.22)$$

Im Falle weißen Gaußrauschens (2.17) läßt sich (6.22) weiter vereinfachen zu [Ver98, Pro95]

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{MLF}} = \arg \min_{\underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{D}^{KN}} \left\{ \|\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}}\|^2 \right\}, \quad (6.23)$$

das heißt man sucht den diskretwertigen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24), der das Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}$ nach (2.26) im Sinne des quadratischen Fehlers bestmöglich rekonstruiert.

Die im vorliegenden Abschnitt vorgestellten Maximum-a-posteriori-Datenschätzer und Maximum-Likelihood-Datenschätzer sind sehr komplex, da die Wahrscheinlichkeiten für alle KN möglichen Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) berechnet werden müssen. Der Rechenaufwand steigt exponentiell mit der Anzahl der Teilnehmer K und der Anzahl N je Teilnehmer übertragener Datensymbole. In Fällen, in denen die empfangenen Signaturen teilweise orthogonal sind, kann dieser Rechenaufwand zwar durch den Einsatz des Viterbi-Algorithmus [For72, For73, Ung74, Sch79] für Maximum-Likelihood-Folgeschätzer oder des BCJR-Algorithmus [BCJR74] für Symbolschätzer oder Bitschätzer deutlich reduziert werden, ist jedoch immer noch sehr hoch. Es verbleibt jedoch auf jeden Fall eine exponentielle Abhängigkeit des Rechenaufwands von der Anzahl nichtorthogonaler empfangener Signaturen. In einem CDMA-Mobilfunksystem sind zumindest die empfangenen Signaturen zeitgleich von den verschiedenen Teilnehmern gesendeter Datensymbole nichtorthogonal, so daß der Rechenaufwand exponentiell mit der Anzahl K der Teilnehmer wächst [Ver98, Mos96, KA00, DHHZ95]. Die Maximum-a-posteriori-Datenschätzer und Maximum-Likelihood-Datenschätzer sind in CDMA-Mobilfunksystemen daher nur von theoretischem Interesse und praktisch nicht realisierbar.

6.2.2 Lineare gemeinsame Datenschätzung

6.2.2.1 Schätzverfahren

Eine wesentliche Ursache für den hohen Rechenaufwand der in Abschnitt 6.2.1 vorgestellten optimalen Datenschätzer ist das Berücksichtigen der Wertdiskretheit des Modulationsalphabets \mathbb{D} . Wenn man zunächst eine kontinuierlichwertige Datenschätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$ bestimmt, das heißt jeden komplexwertigen Datenvektor zuläßt, und erst in einem zweiten Schritt durch Quantisieren eine diskretwertige Schätzung und die zugehörigen Bits bestimmt, läßt sich der Rechenaufwand deutlich reduzieren. Diese Vorgehensweise ist bezüglich der Qualität der gewonnenen Schätzung in der Regel suboptimal.

Ausgehend von dem Optimierungskriterium (6.22) des Maximum-Likelihood-Folgeschätzers im Falle von Gaußrauschen erhält man, wenn man wertkontinuierliche komplexwertige Datenschätzungen zuläßt, die Zero-Forcing-Schätzung des Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) zu [LV89, XSR90, LV90, KB92, Ver98, Kle96, KKKB96, BFKM93,

FKB94, KB93, KKKB94, Gra81]

$$\begin{aligned}\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}} &= \arg \min_{\underline{\mathbf{d}} \in \mathbb{C}^{KN}} \left\{ (\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}})^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} (\underline{\mathbf{e}} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}}) \right\} \\ &= (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}}.\end{aligned}\quad (6.24)$$

Die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ ist also eine lineare Funktion des Empfangsvektors $\underline{\mathbf{e}}$ nach (2.26). Weiterhin ist die Zero-Forcing-Schätzung erwartungstreu, das heißt es gilt

$$\mathbb{E} \left\{ \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}} \right\} = \underline{\mathbf{d}}. \quad (6.25)$$

Aus (6.24) erkennt man, daß sich der Zero-Forcing-Schätzer als Reihenschaltung einer durch

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{r}} &= \left(\underline{r}_1^{(1)} \dots \underline{r}_N^{(1)} \dots \underline{r}_1^{(K)} \dots \underline{r}_N^{(K)} \right)^T \\ &= \left(\text{diag} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}}\end{aligned}\quad (6.26)$$

beschriebenen Bank signalangepaßter Filter und eines durch

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}} = \underbrace{\left(\left(\text{diag} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right)^{-1}}_{\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}}} \underline{\mathbf{r}} \quad (6.27)$$

beschriebenen Dekorrelators interpretieren läßt [Ver98, Kle96, KB92, KKKB96], siehe auch Bild 6.1. Die Multiplikation mit der Diagonalmatrix $\left(\text{diag} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}) \right)^{-1}$ dient dem Normieren von $\underline{\mathbf{r}}$. Es wird sich im folgenden Kapitel 7 allgemein als sinnvoll herausstellen, Datenschätzer basierend auf dem Ausgangsvektor $\underline{\mathbf{r}}$ der Bank signalangepaßter Filter zu formulieren. Die Matrix

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}} = \left(\left(\text{diag} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right)^{-1} \quad (6.28)$$

wird als Demodulatrix des Zero-Forcing-Schätzers bezeichnet. Der Dekorrelator beseitigt die in $\underline{\mathbf{r}}$ noch vorhandenen Interferenzen. Die den Dekorrelator beschreibende Demodulatrix $\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}}$ und die die Interferenzsituation beschreibende Matrix $\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}$ sind unabhängig von der Signaldarstellung und damit auch invariant bezüglich einer Basistransformation, siehe (2.32) und (2.34).

Im Falle weißen Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$ mit der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ nach (2.17) lassen sich die Formeln für den Zero-Forcing-Schätzer vereinfachen. Aus (6.26) folgt

$$\underline{\mathbf{r}} = \left(\text{diag} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{e}}. \quad (6.29)$$

Die Schätzmatrix nach (6.28) vereinfacht sich zu

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}} = \left(\text{diag} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}) \right)^{-1} (\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{A}})^{-1}. \quad (6.30)$$

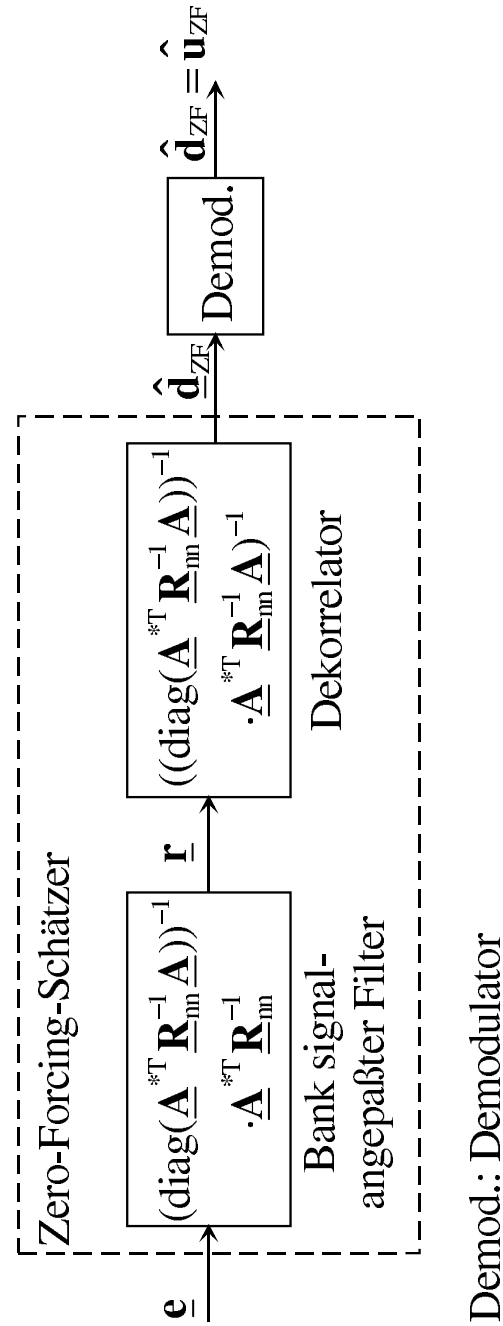


Bild 6.1. Zero-Forcing-Schätzer [Kle96]

Es sei erwähnt, daß die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.24) im Falle weißen Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$, siehe (2.17), der auch als Pseudolösung bezeichneten Lösung kleinster Fehlerquadrate des überbestimmten linearen Gleichungssystems

$$\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{A}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}} \quad (6.31)$$

und der Lösung der Normalgleichungen

$$\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}} \quad (6.32)$$

entspricht [Sch88b, Sto89]. In der numerischen Mathematik sind viele Verfahren wie zum Beispiel das Householder-Verfahren zum numerischen Bestimmen dieser Pseudolösung bekannt [Sch88b, Sto89].

Die kontinuierlichwertige Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ des totalen codierten Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.23) erhält man aus der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$, siehe (6.24), des totalen komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) durch Demodulieren, das im Fall einer QPSK-Modulation einem Realteil- und Imaginärteilbilden entspricht. Für das m -te Element $\hat{d}_{\text{ZF},m}$ des Vektors $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ gilt

$$\hat{d}_{\text{ZF},m} = \begin{cases} \text{Re} \left\{ \hat{\underline{d}}_{\text{ZF},(m-1)/2+1} \right\} & \text{falls } m \text{ ungerade,} \\ \text{Im} \left\{ \hat{\underline{d}}_{\text{ZF},m/2} \right\} & \text{falls } m \text{ gerade.} \end{cases} \quad (6.33)$$

Ziel des Zero-Forcing-Schätzers ist es, einen Datenvektor $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$, siehe (6.24), zu finden, der das Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}$ beim Einsetzen in die Systemgleichung (2.26) möglichst gut approximiert. Ein in vielen Anwendungen sinnvollerer Optimierungskriterium ist es jedoch, einen Datenvektor $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{MMSE}}$ zu finden, der möglichst genau dem wahren gesendeten Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ entspricht. Der Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer ist ein derartiger Datenschätzer, der den Erwartungswert $\text{E} \left\{ \left\| \underline{\mathbf{d}} - \hat{\underline{\mathbf{d}}} \right\|^2 \right\}$ des quadratischen Schätzfehlers minimiert [Ver98, KB92, KKKB96, BFKM93, FKB94, KB93, KKKB94]. Mit der Kovarianzmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{dd}} = \text{E} \{ \underline{\mathbf{d}} \underline{\mathbf{d}}^{*\text{T}} \} \quad (6.34)$$

des gesendeten Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) ergibt sich die Minimum-Mean-Square-Error-Schätzung zu [Ver98, KB92, KKKB96, BFKM93, FKB94, KB93, KKKB94]

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{MMSE}} &= \arg \min_{\hat{\underline{\mathbf{d}}} \in \mathbb{C}^{KN}} \left\{ \text{E} \left\{ \left\| \underline{\mathbf{d}} - \hat{\underline{\mathbf{d}}} \right\|^2 \right\} \right\} \\ &= (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{dd}}^{-1})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}}. \end{aligned} \quad (6.35)$$

Der Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer ist also ebenfalls ein linearer Schätzer, der jedoch nicht erwartungstreu ist. Auch hier ist wieder eine Zerlegung in eine Reihenschaltung aus einer Bank signalangepaßter Filter, siehe (6.26), und eines durch die

Demodulatormatrix

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{MMSE}} = (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{dd}}^{-1})^{-1} \quad (6.36)$$

beschriebenen Schätzers möglich [Ver98, Kle96, KB92, KKKB96]. Für schwaches Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ konvergiert die Minimum-Mean-Square-Error-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{MMSE}}$ nach (6.35) gegen die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.24) [Ver98]. Die folgenden Performanzbetrachtungen können sich daher auf den Zero-Forcing-Schätzer konzentrieren.

6.2.2.2 Performanz

Für den Zero-Forcing-Schätzer ist die in Abschnitt 6.1 definierte Mehrteilnehmereffizienz $\eta_l^{(k)} \left(P_{\text{b},l}^{(k)} \right)$, siehe (6.5), unabhängig vom Arbeitspunkt und folglich auch gleich der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_l^{(k)}$, siehe (6.6). Da das der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_n^{(k)}$ eines Datensymbols $\underline{\mathbf{d}}_n^{(k)}$ überlagerte Rauschen alle im Datensymbol enthaltenen Bits gleichermaßen betrifft, sind die asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_l^{(k)}$ für alle Bits eines Datensymbols gleich. Im folgenden wird daher die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{\text{ZF},n}^{(k)}$ des Datensymbols $\underline{\mathbf{d}}_n^{(k)}$ betrachtet. Man kann die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{\text{ZF},n}^{(k)}$ beim Schätzen des n -ten Datensymbols $\underline{\mathbf{d}}_n^{(k)}$ von Teilnehmer k abhängig von der Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}$, siehe (2.25), und der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ nach (2.16) des Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$ berechnen [KKKB96, Ver98, LV89]. Man erhält

$$\eta_{\text{ZF},n}^{(k)} = \frac{1}{\left[(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n} \cdot \left[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}}. \quad (6.37)$$

Für den Sonderfall weißen Rauschens, siehe (2.17), erhält man

$$\eta_{\text{ZF},n}^{(k)} = \frac{1}{\left[(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n} \cdot \left[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}}. \quad (6.38)$$

Man stellt fest, daß die asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{\text{ZF},n}^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, des Zero-Forcing-Schätzers unabhängig von den Energien der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$ nach (2.13) sind und nur von den Strukturen der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$ abhängen, das heißt der Zero-Forcing-Schätzer ist nah-fern-resistent.

Im allgemeinen ergibt sich für jedes Datensymbol $\underline{\mathbf{d}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, ein anderer Wert der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{\text{ZF},n}^{(k)}$ nach (6.37). Hier wird daher auch die mittlere asymptotische Mehrteilnehmereffizienz

$$\eta_{\text{ZF}} = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \eta_{\text{ZF},n}^{(k)}}{KN} \quad (6.39)$$

betrachtet. Weiterhin hängen die asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{ZF,n}^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, nach (6.37) von den Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), die in die Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}$, siehe (2.25), eingehen, ab. Falls von den Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nur statistische Eigenschaften, zum Beispiel entsprechend einem COST207 Kanalmodell [COS89] gegeben sind, ist es sinnvoll, den Erwartungswert $E\{\eta_{ZF}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} nach (6.39) bei diesem Kanalmodell zu berechnen.

Für den Fall, daß das Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ weiß und gaußverteilt ist und eine QPSK-Modulation eingesetzt wird, kann man die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{ZF,b,n}^{(k)}$ der beiden im n -ten Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ von Teilnehmer k enthaltenen Bits auf einfache Weise berechnen, da auch die Störung am Ausgang des Zero-Forcing-Schätzers gaußverteilt ist [XSR90, Ver98, LV89]. Man erhält das Signal-Stör-Verhältnis

$$\gamma_{ZF,n}^{(k)} = \frac{\underline{\mathbf{b}}^{(k)*T} \underline{\mathbf{b}}^{(k)} \left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2 \eta_{ZF,n}^{(k)}}{\sigma^2} \quad (6.40)$$

am Ausgang des Zero-Forcing-Schätzers. Mit der Energie $E_{b,n}^{(k)}$, siehe (2.18), des auf das Senden eines der beiden im n -ten Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ von Teilnehmer k enthaltenen Bits zurückgehenden Empfangssignalanteils im äquivalenten Bandpaßbereich, der zweiseitigen spektralen Leistungsdichte des äquivalenten Bandpaßrauschens $N_0/2$ nach (2.19) und der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{ZF,n}^{(k)}$ nach (6.38) kann man das Signal-Stör-Verhältnis am Ausgang des Zero-Forcing-Schätzers auch in der Form

$$\gamma_{ZF,n}^{(k)} = \frac{2E_{b,n}^{(k)} \eta_{ZF,n}^{(k)}}{N_0} \quad (6.41)$$

angeben. Da die Störung gaußverteilt ist, ergibt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$$P_{b,ZF,n}^{(k)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{b,n}^{(k)} \eta_{ZF,n}^{(k)}}{N_0}} \right). \quad (6.42)$$

In Bild 6.2 ist der Erwartungswert $E\{\eta_{ZF}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} nach (6.39) des Zero-Forcing-Schätzers abhängig von der Anzahl K der Mobilstationen für die in Abschnitt 2.2.1 beschriebene Aufwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems dargestellt. Neben den Parametern aus Tabelle 2.1 liegen der Kurve nach Bild 6.2 folgende Annahmen zugrunde:

- Das Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ ist weiß und gaußverteilt, das heißt für die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{nn}$ des Rauschens gilt (2.17).

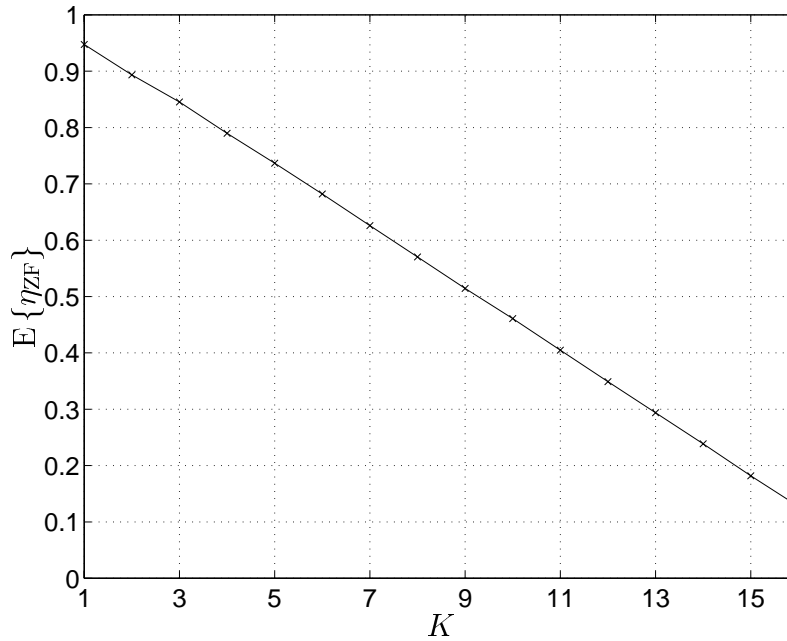


Bild 6.2. Erwartungswert $E\{\eta_{ZF}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} nach (6.39) des Zero-Forcing-Schätzers abhängig von der Anzahl K der Mobilstationen

- Es werden orthogonale Spreizcodes $\underline{c}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.9) verwendet, die durch Verwürfeln der 16 Walsh-Codes der Länge 16 mit einer gemeinsamen binären Zufallsfolge erzeugt werden.
- Es werden zufällige Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), entsprechend dem COST207 Bad Urban Kanalmodell [COS89] betrachtet.

Der Erwartungswert wird hier sowohl bezüglich der Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), als auch bezüglich der Spreizcodes $\underline{c}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), gebildet. Man erkennt, daß der Erwartungswert $E\{\eta_{ZF}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} nach (6.39) des Zero-Forcing-Schätzers in guter Näherung linear mit der Anzahl K der Mobilstationen abnimmt [Mül01, Met91].

Der mit der Anzahl K der Mobilstationen stark abfallende Erwartungswert $E\{\eta_{ZF}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} nach (6.39) bewirkt mit wachsender Anzahl K an Mobilstationen stark ansteigende Erwartungswerte $E\{P_{b,ZF}\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$$P_{b,ZF} = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N P_{b,ZF,n}^{(k)}}{KN} \quad (6.43)$$

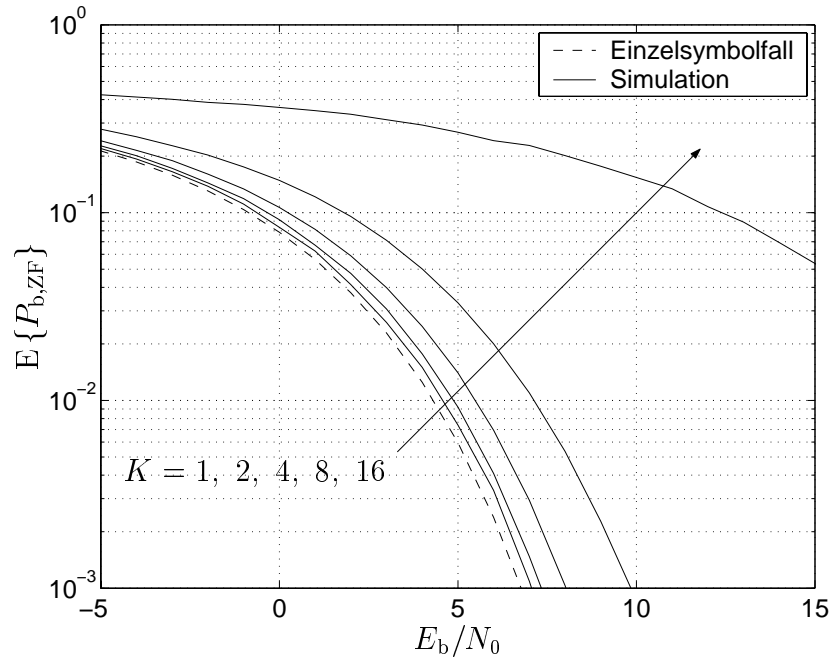


Bild 6.3. Erwartungswert $E\{P_{b,ZF}\}$ der mittleren uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,ZF}$ nach (6.43) des Zero-Forcing-Schätzers abhängig von E_b/N_0 ; Parameter: Anzahl K der Mobilstationen

siehe Bild 6.3. Bild 6.3 wird mit den gleichen Parametern und Annahmen simuliert, die auch beim Berechnen des Erwartungswerts $E\{\eta_{ZF}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} nach (6.39) verwendet werden. Weiterhin werden die Sendeleistungen so eingestellt, daß

$$\frac{E_{b,n}^{(k)}}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \quad (6.44)$$

nach (2.20) für alle Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, gleich ist. Zum vergleichen ist in Bild 6.3 auch die optimale Kurve für das Referenzsystem, das heißt den Einzelsymbolfall eingezeichnet. Die Kurve der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,ZF,n}^{(k)}$, siehe (6.42), der Bits des n -ten Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$, das heißt eines Datensymbols mit einer bestimmten empfangenen Signatur $\underline{A}_n^{(k)}$ nach (2.13), verschiebt sich bei Erhöhen der Anzahl K der Mobilstationen lediglich horizontal um den Kehrwert der von K abhängigen datensymbolspezifischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{ZF,n}^{(k)}$, siehe (6.38), nach rechts. Für den in Bild 6.3 aufgetragenen Erwartungswert $E\{P_{b,ZF}\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,ZF}$ nach (6.43) gilt dies nicht, da die uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_{b,ZF,n}^{(k)}$ nichtlineare Funktionen der datensymbolspezifischen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{ZF,n}^{(k)}$ nach (6.38) sind, siehe (6.42).

6.2.2.3 Rechenaufwand

Die einzige Motivation für den Einsatz suboptimaler linearer gemeinsamer Datenschätzer anstelle optimaler gemeinsamer Datenschätzer ist das Reduzieren des Rechenaufwands. Die Rechenaufwandsbetrachtung hat daher und als Vorbereitung für die Analyse iterativer gemeinsamer Datenschätzer in Kapitel 7 eine besondere Bedeutung. Im folgenden werden Algorithmen und Rechenaufwand des Zero-Forcing-Schätzers für den Fall weißen Rauschens betrachtet. Im Fall weißen Rauschens ist die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ des Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$ bis auf einen Faktor σ^2 gleich der Einheitsmatrix, siehe (2.17), was zu vereinfachten Berechnungsvorschriften führt. Für den Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer und für den Fall farbigen Rauschens ergeben sich ähnliche Resultate.

Wenn man mit dem Ziel einer Rechenaufwandsreduktion auf das Normieren des Ausgangssignals der Bank signalangepaßter Filter verzichtet, so ergeben sich die folgenden vereinfachten Rechenvorschriften. Für die nicht normierte signalangepaßte Filterung folgt aus (6.29) mit (2.25)

$$\underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \cdot \underline{\mathbf{e}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{A}}^{(1)*\text{T}} \cdot \underline{\mathbf{e}} \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{A}}^{(K)*\text{T}} \cdot \underline{\mathbf{e}} \end{pmatrix}. \quad (6.45)$$

Aus (6.24), (6.30), (6.29) und (6.45) ergibt sich schließlich die Zero-Forcing-Schätzung zu

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} = (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (6.46)$$

Bei der hier auftretenden Matrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$ handelt es sich um die Korrelationsmatrix der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.13).

Das direkte Berechnen der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}}$ nach (6.46) würde eine numerisch ungünstige Matrixinversion erfordern. Besser ist es, statt dessen das lineare Gleichungssystem

$$(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}) \cdot \hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} = \underline{\mathbf{r}} \quad (6.47)$$

zu lösen [PTVF92, Sch99, VHG01, Sto89, VGH99]. Mit der Choleskyzerlegung [PTVF92, Sch88b, VHG01, Sto89, KA98] kann das Lösen dieses Gleichungssystems weiter vereinfacht werden, siehe Bild 6.4. Die hermitesche Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$ kann mit der Choleskyzerlegung in ein Produkt einer unteren Dreiecksmatrix $\underline{\mathbf{L}}$ und einer oberen Dreiecksmatrix $\underline{\mathbf{L}}^{*\text{T}}$ zerlegt werden:

$$\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} = \underline{\mathbf{L}} \cdot \underline{\mathbf{L}}^{*\text{T}}. \quad (6.48)$$

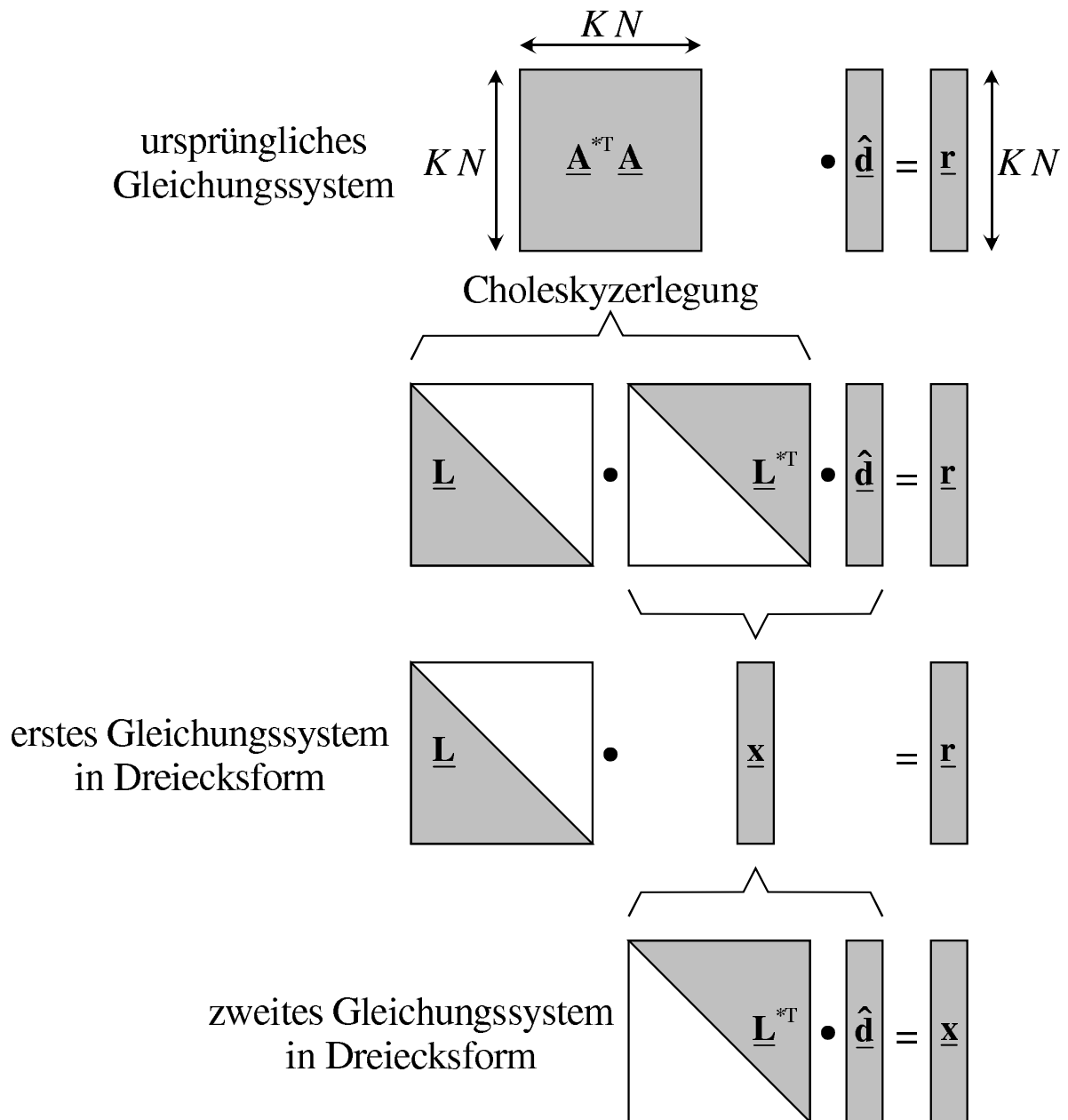


Bild 6.4. Anwenden der Choleskyzerlegung [Kle96]

Mit (6.48) reduziert sich das Lösen des linearen Gleichungssystems (6.47) auf das Lösen zweier linearer Gleichungssysteme

$$\underline{\mathbf{L}} \cdot \underline{\mathbf{x}} = \underline{\mathbf{r}} \quad (6.49)$$

und

$$\underline{\mathbf{L}}^{*\text{T}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}} = \underline{\mathbf{x}} \quad (6.50)$$

in Dreiecksform durch Vorwärtssubstitution und Rückwärtssubstitution [Sch88b, PTVF92].

Beim Berechnen der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ benötigte wesentliche, das heißt für den Rechenaufwand relevante Operationen sind Multiplikationen, Divisionen und Quadratwurzeln. Beim Berechnen der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (2.12), (2.13), (6.45), (6.48), (6.49) und (6.50) erfordern die Schritte

- Berechnen der kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{b}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.12),
- signalangepaßte Filterung nach (6.45),
- Berechnen der Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$,
- Choleskyzerlegung und
- Lösen der Gleichungssysteme (6.49) und (6.50)

wesentliche Operationen.

Das Berechnen einer kombinierten Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{b}}^{(k)}$ nach (2.12) erfordert

$$1 + 2 + \dots + (Q - 1) + \underbrace{Q + \dots + Q}_{(W-Q+1)\text{-mal}} + (Q - 1) + \dots + 2 + 1 = WQ \quad (6.51)$$

komplexwertige Multiplikationen, siehe Bild 6.5. Das Berechnen aller K kombinierten Kanalimpulsantworten erfordert also KWQ komplexwertige Multiplikationen.

Die Bank signalangepaßter Filter kann man in K Bänke signalangepaßter Filter für die Datensymbole jeweils einer Mobilstation zerlegen, siehe (6.45). Für die Bank signalangepaßter Filter für Mobilstation k gilt

$$\underline{\mathbf{r}}^{(k)} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}(k)} \cdot \underline{\mathbf{e}}. \quad (6.52)$$

Zum Berechnen von $\underline{\mathbf{r}}^{(k)}$ sind $N \cdot (Q + W - 1)$ komplexwertige Multiplikationen erforderlich, siehe Bild 6.6. Die gesamte Bank signalangepaßter Filter zum Berechnen von

$$\underline{\mathbf{r}} = \left(\underline{\mathbf{r}}^{(1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{r}}^{(K)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (6.53)$$

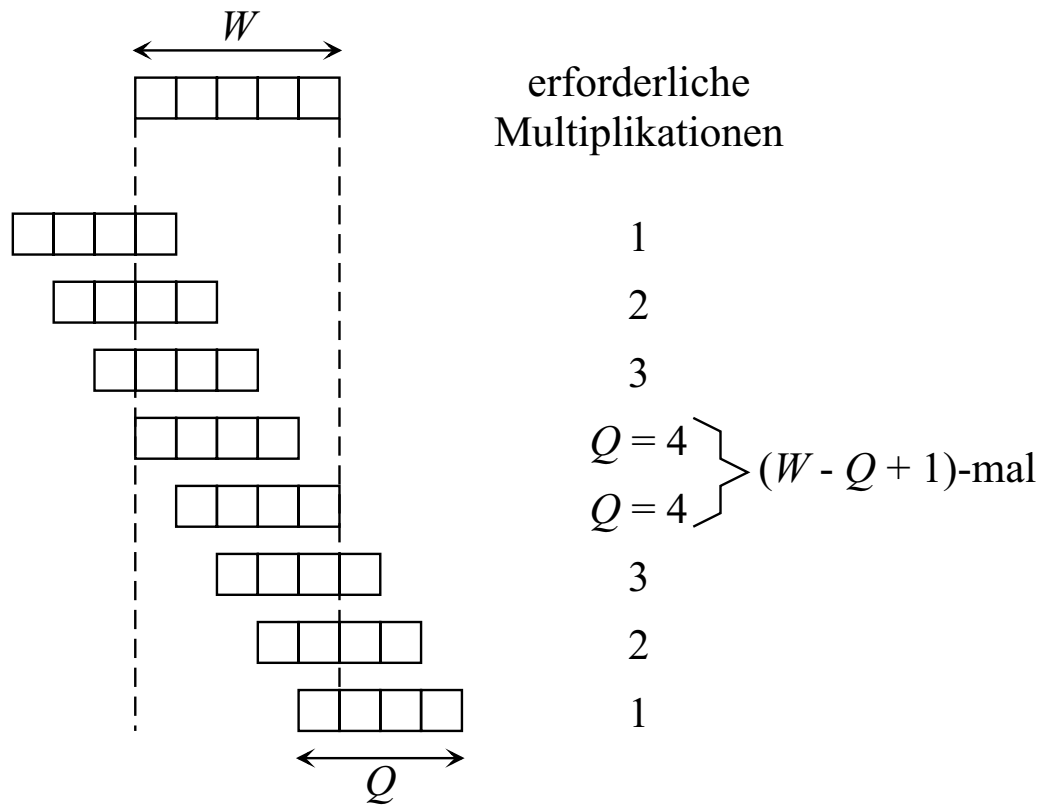


Bild 6.5. Rechenaufwand zum Berechnen einer kombinierten Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{b}}^{(k)}$

erfordert folglich $K \cdot N \cdot (Q + W - 1)$ komplexwertige Multiplikationen.

Für die Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}$ gilt

$$\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{A}}^{(1)*T} \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{A}}^{(K)*T} \end{pmatrix} \cdot \left(\underline{\mathbf{A}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{A}}^{(K)} \right) \quad (6.54)$$

$$= \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{A}}^{(1)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(1)} & \dots & \underline{\mathbf{A}}^{(1)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(K)} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{\mathbf{A}}^{(K)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(1)} & \dots & \underline{\mathbf{A}}^{(K)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(K)} \end{pmatrix}. \quad (6.55)$$

Da die Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}$ hermitisch ist, müssen nur die Blöcke $\underline{\mathbf{A}}^{(k_1)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(k_2)}$, $k_2 \geq k_1$, über und auf der Diagonalen berechnet werden, wobei von den hermiteschen Blöcken $\underline{\mathbf{A}}^{(k)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ auf der Diagonalen auch nur die Elemente über und auf der Diagonalen berechnet werden müssen. Der Rechenaufwand zum Berechnen eines Blocks hängt wesentlich davon ab, wieviele Datensymbole sich gegenseitig durch Intersymbolinterferenz beeinflussen. Die Anzahl der benachbarten Datensymbole, die durch In-

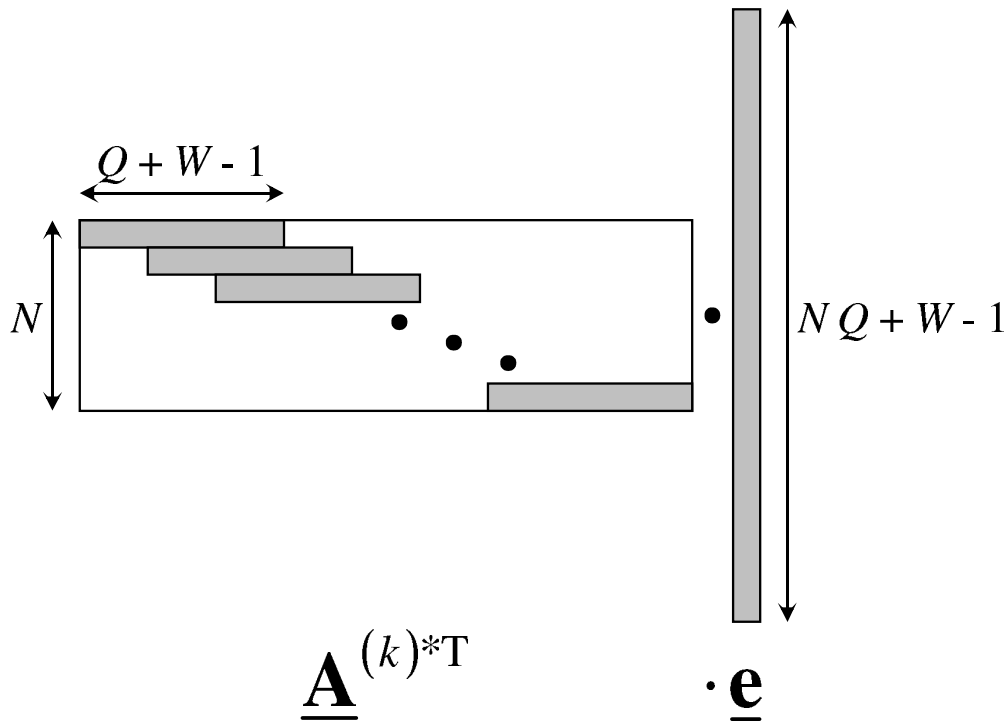


Bild 6.6. Rechenaufwand der Bank signalangepaßter Filter für Mobilstation k

tersymbolinterferenz gestört werden, ist

$$N_{\text{ISI}} = (Q + W - 2) \text{div } Q. \quad (6.56)$$

Für den Fall, daß keine Intersymbolinterferenz auftritt, gilt

$$N_{\text{ISI}} = 0. \quad (6.57)$$

Das Berechnen eines Blocks $\underline{\mathbf{A}}^{(k_1)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(k_2)}$, $k_2 > k_1$, über der Diagonalen erfordert

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{ISI}}} (Q + W - 1 - iQ) \quad (6.58)$$

Berechnen der Elemente unter der Diagonalen

$$+ \underbrace{Q + W - 1}_{\text{Berechnen der Diagonalelemente}} \quad (6.59)$$

$$+ \underbrace{\sum_{i=1}^{N_{\text{ISI}}} (Q + W - 1 - iQ)}_{\text{Berechnen der Elemente über der Diagonalen}} \quad (6.60)$$

$$= (2N_{\text{ISI}} + 1) \cdot (Q + W - 1) - N_{\text{ISI}} (N_{\text{ISI}} + 1) Q \quad (6.61)$$

komplexwertige Multiplikationen, siehe Bild 6.7. Hierbei wurde berücksichtigt, daß die Blöcke $\underline{\mathbf{A}}^{(k_1)*T} \underline{\mathbf{A}}^{(k_2)}$ Toeplitzstruktur haben. Zum Berechnen eines Diagonalblocks

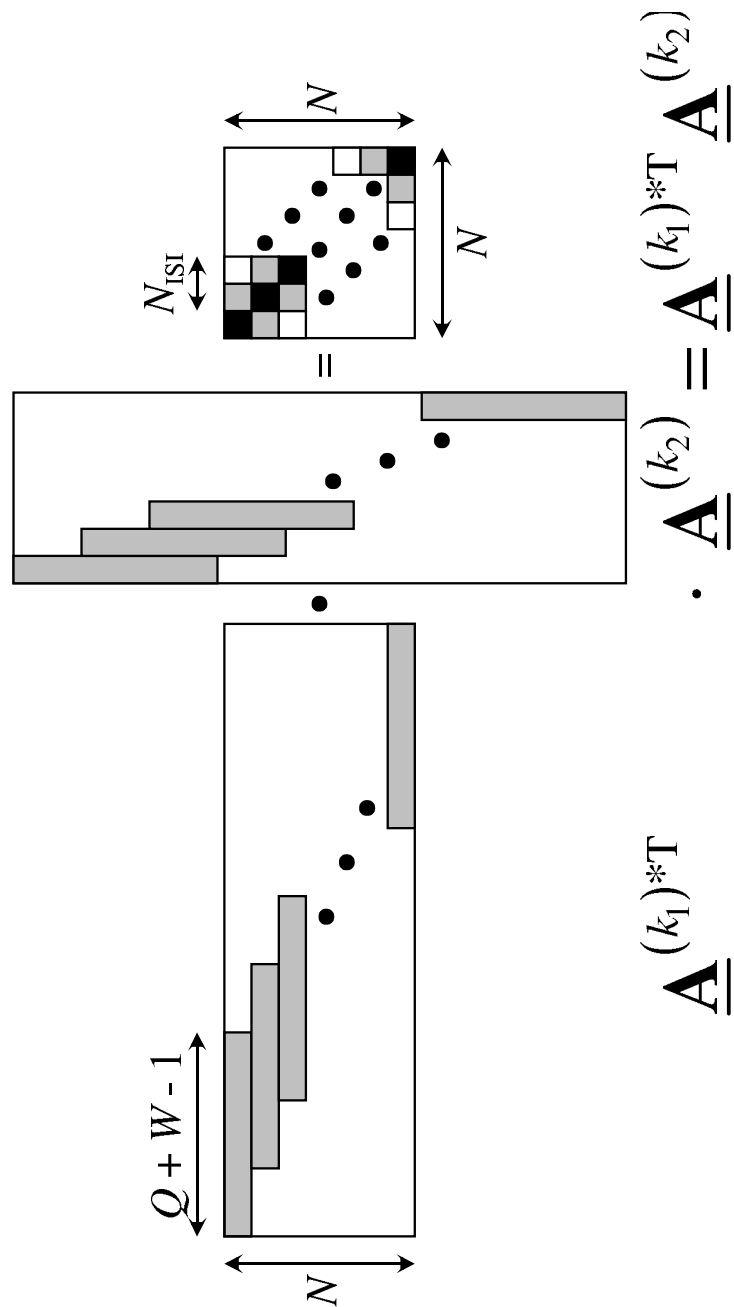


Bild 6.7. Berechnen eines Blocks $\underline{\mathbf{A}}^{(k_1)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}^{(k_2)}$ der Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$

$\underline{\mathbf{A}}^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ benötigt man entsprechend

$$\underbrace{Q + W - 1}_{\text{Berechnen der Diagonalelemente}} \quad (6.62)$$

$$+ \underbrace{\sum_{i=1}^{N_{\text{ISI}}} (Q + W - 1 - iQ)}_{\text{Berechnen der Elemente über der Diagonalen}} \quad (6.63)$$

$$= (N_{\text{ISI}} + 1) \cdot (Q + W - 1) - \frac{1}{2} N_{\text{ISI}} (N_{\text{ISI}} + 1) Q \quad (6.64)$$

komplexwertige Multiplikationen. Dieser Rechenaufwand ließe sich noch geringfügig reduzieren, wenn man berücksichtigt, daß die Diagonalelemente der Diagonalblöcke reell sind. Zum Berechnen der Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$ muß man K Diagonalblöcke und

$$(K - 1) + (K - 2) + \dots + 2 + 1 + 0 = \frac{1}{2} K (K - 1) \quad (6.65)$$

Blöcke über der Diagonalen berechnen. Das Berechnen der Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$ erfordert folglich insgesamt $\frac{1}{2} K (K + 1) (Q + W - 1) + K^2 N_{\text{ISI}} (Q + W - 1) - \frac{1}{2} K^2 N_{\text{ISI}} (N_{\text{ISI}} + 1) Q$ komplexwertige Multiplikationen.

Der Cholesky-Algorithmus [PTVF92, Sch88b, VHG01, Sto89] zum Bestimmen der unteren Dreiecksmatrix

$$\underline{\mathbf{L}} = \begin{pmatrix} \underline{L}_{1,1} & & 0 \\ \vdots & \ddots & \\ \underline{L}_{KN,1} & \cdots & \underline{L}_{KN,KN} \end{pmatrix}, \quad (6.66)$$

siehe (6.48), ist als Nassi-Shneiderman-Diagramm dargestellt [NS73].

Cholesky-Algorithmus — Choleskyzerlegung einer hermiteschen Matrix

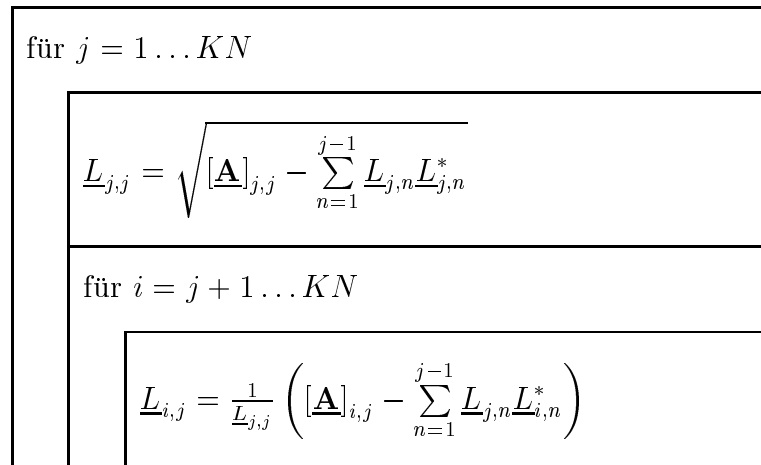


Tabelle 6.1. Rechenaufwand des Zero-Forcing-Schätzers

Teilschritt	Rechenaufwand
Berechnen der kombinierten Kanalimpulsantworten	KWQ komplexwertige Multiplikationen
signalangepaßte Filterung	$KN(Q + W - 1)$ komplexwertige Multiplikationen
Berechnen der Korrelationsmatrix	$\frac{1}{2}K(K + 1)(Q + W - 1) + K^2N_{\text{ISI}}(Q + W - 1) - \frac{1}{2}K^2N_{\text{ISI}}(N_{\text{ISI}} + 1)Q$ komplexwertige Multiplikationen
Choleskyzerlegung	KN reellwertige Quadratwurzeln, $\frac{1}{2}KN(KN - 1)$ reellwertige Divisionen und $\frac{1}{6}K^3N^3 - \frac{1}{6}KN$ komplexwertige Multiplikationen
Lösen der Gleichungssysteme	$2KN$ reellwertige Divisionen und $KN(KN - 1)$ komplexwertige Multiplikationen

Zum Berechnen der Diagonalelemente $\underline{L}_{j,j}$, $j = 1 \dots KN$, siehe (6.66), werden

$$\sum_{j=1}^{KN} (j - 1) = \frac{1}{2}KN(KN - 1) \quad (6.67)$$

komplexwertige Multiplikationen und KN reellwertige Quadratwurzeln benötigt. Zum Berechnen der Offdiagonalwerte $\underline{L}_{i,j}$, $i = 1 \dots KN$, $j = 1 \dots i - 1$, siehe (6.66), werden

$$\sum_{j=1}^{KN} (j - 1) = \frac{1}{2}KN(KN - 1) \quad (6.68)$$

reellwertige Divisionen und

$$\sum_{j=1}^{KN} (j - 1) \cdot (KN - j) = \frac{1}{6}K^3N^3 + \frac{3}{6}K^2N^2 + \frac{2}{6}KN \quad (6.69)$$

komplexwertige Multiplikationen benötigt.

Das Lösen eines der $KN \times KN$ -Gleichungssysteme in Dreiecksform, siehe (6.49) und (6.50), erfordert KN reellwertige Divisionen und

$$0 + 1 + 2 + \dots + (KN - 2) + (KN - 1) = \frac{1}{2}KN(KN - 1) \quad (6.70)$$

komplexwertige Multiplikationen.

Die Rechenaufwände der einzelnen Schritte des Zero-Forcing-Schätzers sind in Tabelle 6.1 übersichtlich zusammengestellt. Man erkennt, daß der Rechenaufwand des

Zero-Forcing-Schätzers im Gegensatz zum Rechenaufwand des optimalen gemeinsamen Datenschätzers, der exponentiell mit der Anzahl K der Teilnehmer wächst, nur mit der dritten Potenz der Anzahl K der Teilnehmer wächst. Dieser vergleichsweise moderate Rechenaufwand ermöglicht den Einsatz linearer gemeinsamer Datenschätzer in CDMA-Mobilfunksystemen der dritten Generation [HKK⁺00, MSW97, SWMB97, MAK98, VH01, CMO99, OP98, OSC⁺97]. Auch beim Berechnen der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}}$, siehe (6.24), mit anderen Algorithmen benötigt man einen mit der dritten Potenz der Anzahl K der Teilnehmer wachsenden Rechenaufwand, da das dem Zero-Forcing-Schätzer zugrundeliegende mathematische Problem das Lösen eines linearen Gleichungssystems ist [PTVF92, Sto89]. Die detaillierte Rechenaufwandsbetrachtung im vorliegenden Abschnitt ist notwendig, da die Anzahl K der Teilnehmer in einem CDMA-Mobilfunksystem nicht so groß ist, daß der gesamte Rechenaufwand allein durch den mit dritter Potenz wachsenden Anteil dominiert ist.

6.2.3 Iterative gemeinsame Datenschätzung

Die Grundidee der in den vorhergehenden Abschnitten 6.2.1 und 6.2.2 vorgestellten Verfahren der direkten gemeinsamen Datenschätzung ist es, die Interferenzen dadurch unschädlich zu machen, daß man sie als Nutzsignal betrachtet. Ein zunächst völlig anderer intuitiver Ansatz besteht darin, die Interferenzanteile im Empfangssignal \mathbf{e} nach (2.26) zu rekonstruieren, vom Empfangssignal \mathbf{e} abzuziehen und erst dieses interferenzreduzierte Empfangssignal dem betrachteten Referenzempfänger zuzuführen [VA90, PH94, DH93, DH95, VA91, Var95, Lam00, YKI93, KIHP90, HL98, DSR98], siehe Bild 6.8. Der totale Datenvektor \mathbf{d} nach (2.24) setzt sich also aus zwei Teilvektoren, dem Datenvektor \mathbf{d}_{ref} , der die Datensymbole enthält, die vom Referenzempfänger empfangen werden, und dem Datenvektor \mathbf{d}_{int} , der die übrigen Datensymbole enthält, zusammen [Wec02, Ost01, BJW01b, BJW01a, WOWB02, WWBO00b, WWBO00a, WBOW00]. Die den Referenzempfänger störenden Interferenzen werden durch das Senden von \mathbf{d}_{int} verursacht. Die Rekonstruktion und Elimination der Interferenzanteile erfolgen basierend auf der vom Interferenzempfänger stammenden Schätzung $\hat{\mathbf{d}}_{\text{int}}$ des die Interferenzen verursachenden Datenvektors \mathbf{d}_{int} . Wenn auch beim Empfang des interferenzverursachenden Datenvektors $\hat{\mathbf{d}}_{\text{int}}$ eine Interferenzrekonstruktion und Interferenzelimination erfolgen soll, die dann auf der Datenschätzung $\hat{\mathbf{d}}_{\text{ref}}$ des Referenzempfängers basiert, gelangt man zu einem völlig symmetrischen iterativen Empfangskonzept [Wec02, Ost01, BJW01b, BJW01a, WOWB02, WWBO00b, WWBO00a, WBOW00]. Referenzempfänger und Interferenzempfänger können wechselweise verbesserte Datenschätzungen gewinnen, die dann wieder zu einer verbesserten Interferenzrekonstruktion und Elimination verwendet werden können. Der hier kurz vorgestellte Fall des

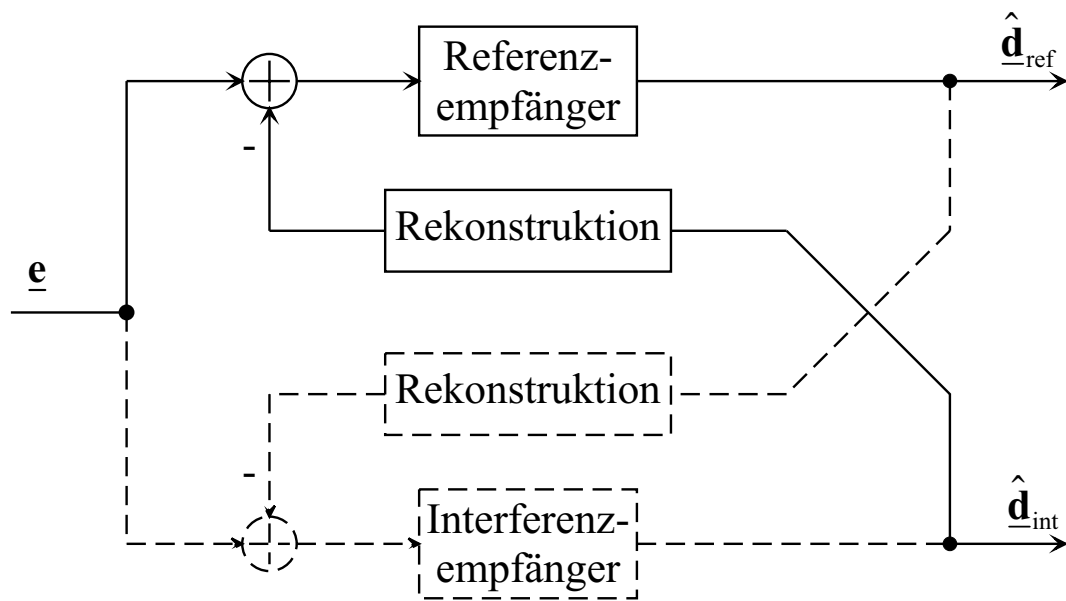


Bild 6.8. Prinzip der Interferenzelimination

Aufteilens des Datenvektors \underline{d} nach (2.24) in zwei Teilvektoren $\underline{d}_{\text{ref}}$ und $\underline{d}_{\text{int}}$ ist nur ein Spezialfall. Im allgemeinen kann man den Datenvektor \underline{d} nach (2.24) in beliebig viele Teilvektoren aufspalten, wobei dann vor Empfang eines Teilvektors die aus dem Senden aller anderen Teilvektoren resultierenden Interferenzen rekonstruiert und eliminiert werden. In Spezialfällen gelangt man so zu den bekannten Konzepten der parallelen Interferenzelimination [VA90, VA91, Var95].

Eine detaillierte Untersuchung von auf Interferenzelimination basierenden iterativen gemeinsamen Datenschätzern folgt in den Kapiteln 7 und 8. Dabei wird sich herausstellen, daß auf Interferenzelimination basierende Datenschätzer in vielen Fällen als eine iterative Realisierung der in Abschnitt 6.2.2 vorgestellten linearen gemeinsamen Datenschätzer angesehen werden können, das heißt das in den linearen Datenschätzern zu lösenden lineare Gleichungssystem (6.47) wird mit einem iterativen numerischen Verfahren gelöst [TR00, GS01, SB90, ZF86]. Der Rechenaufwand der iterativen gemeinsamen Datenschätzer, siehe Kapitel 7, ist in vielen Fällen kleiner als der Rechenaufwand der direkten linearen gemeinsamen Datenschätzer, siehe Abschnitt 6.2.2. Der Einsatz iterativer gemeinsamer Datenschätzer in CDMA-Mobilfunksystemen der dritten Generation ist daher mit heute verfügbarer Technologie möglich [HT00, ASS98, AS97].

6.3 Prinzipien der gemeinsamen Datenschätzung bei Einsatz von Fehlerschutzcodes

6.3.1 Optimale gemeinsame Datenschätzung

In einem CDMA-Mobilfunksystem mit Fehlerschutzcodierung entsteht der Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) durch Codieren und Modulieren eines uncodierten binären Datenvektors \mathbf{u} nach (2.22), siehe Abschnitt 2.2.1. Aufgabe des Empfängers ist es nun, eine bezüglich bestimmter Kriterien optimale Schätzung $\hat{\mathbf{u}}$ des uncodierten Datenvektors \mathbf{u} nach (2.22) zu ermitteln. Hierbei ist es in der Regel nicht optimal, zunächst eine Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$ des codierten Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) zu ermitteln und aus dieser Schätzung eine Schätzung $\hat{\mathbf{u}}$ des uncodierten Datenvektors \mathbf{u} nach (2.22) durch Decodieren zu berechnen. Im Prinzip lassen sich zum optimalen Datenschätzen in CDMA-Mobilfunksystemen mit Fehlerschutzcodierung die gleichen, in Abschnitt 6.2.1 bereits vorgestellten Prinzipien einsetzen wie in CDMA-Mobilfunksystemen ohne Fehlerschutzcodierung. Die resultierenden Rechenvorschriften sind in Tabelle 6.2 zusammengestellt.

Die Rechenaufwände dieser optimalen Datenschätzer für CDMA-Mobilfunksysteme mit Fehlerschutzcodierung sind vergleichbar mit den Rechenaufwänden der optimalen Datenschätzer für CDMA-Mobilfunksysteme ohne Fehlerschutzcodierung. In beiden Fällen müssen bei einer direkten Realisierung der Formeln die Wahrscheinlichkeiten aller kombinatorisch möglichen Datenvektoren berechnet werden. Die Anzahl 2^{LK} der kombinatorisch möglichen uncodierten Datenvektoren \mathbf{u} nach (2.22) ist zwar kleiner als die Anzahl $|\mathbb{D}|^{KN}$ der kombinatorisch möglichen komplexen Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24), siehe Abschnitt 6.2.1, dafür ist das Berechnen der Wahrscheinlichkeiten der uncodierten Datenvektoren \mathbf{u} nach (2.22) etwas aufwendiger als das Berechnen der Wahrscheinlichkeiten der komplexen Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24). Wie beim optimalen Datenschätzer für CDMA-Mobilfunksysteme ohne Fehlerschutzcodierung ist auch beim optimalen Datenschätzer für CDMA-Mobilfunksysteme mit Fehlerschutzcodierung eine Rechenaufwandsreduktion durch Einsatz des Viterbi-Algorithmus [For73] oder des BCJR-Algorithmus [BCJR74] in bestimmten Fällen möglich. Dennoch gilt auch hier, daß die Rechenaufwände der optimalen Schätzer so hoch sind, daß diese optimalen Schätzer für typische CDMA-Mobilfunksysteme nur von theoretischem Interesse sind.

Tabelle 6.2. Optimale Datenschätzer für CDMA-Mobilfunksysteme mit Fehlerschutzcodierung

Schätzer	Rechenvorschrift
Maximum-a-posteriori-Folgenschätzer	$\hat{\mathbf{u}} = \arg \max_{\mathbf{u} \in \{-1, +1\}^{L_K}} \{p(\underline{\mathbf{e}} \mathbf{u}) \cdot \Pr\{\mathbf{u}\}\}$
Maximum-Likelihood-Folgenschätzer	$\hat{\mathbf{u}} = \arg \max_{\mathbf{u} \in \{-1, +1\}^{L_K}} \{p(\underline{\mathbf{e}} \mathbf{u})\}$
Maximum-a-posteriori-Bitschätzer	$\hat{u}_l^{(k)} = \arg \max_{u_l^{(k)} \in \{-1, +1\}} \left\{ \sum_{\{\mathbf{u} \mathbf{u} \in \{-1, +1\}^{L_K} \wedge [\mathbf{u}]_{(k-1)L+l} = u_l^{(k)}\}} p(\underline{\mathbf{e}} \mathbf{u}) \cdot \Pr\{\mathbf{u}\} \right\}$
Maximum-Likelihood-Bitschätzer	$\hat{u}_l^{(k)} = \arg \max_{u_l^{(k)} \in \{-1, +1\}} \left\{ \sum_{\{\mathbf{u} \mathbf{u} \in \{-1, +1\}^{L_K} \wedge [\mathbf{u}]_{(k-1)L+l} = u_l^{(k)}\}} p(\underline{\mathbf{e}} \mathbf{u}) \right\}$

6.3.2 Serielle gemeinsame Datenschätzung

Der praktisch nicht realisierbare hohe Rechenaufwand optimaler Datenschätzer in CDMA-Mobilfunksystemen mit Fehlerschutzcodierung motiviert die Suche nach suboptimalen, aufwandsgünstigeren Datenschätzern. Das Problem hierbei ist, daß im Gegensatz zu CDMA-Mobilfunksystemen ohne Fehlerschutzcodierung bereits das Systemmodell aufgrund des eingesetzten Fehlerschutzcodes nichtlinear ist und somit eine aufwandsgünstige Linearisierung des Schätzers zunächst unmöglich ist. Ein wichtiges Grundprinzip zum Überwinden dieses Problems ist das Aufspalten des Datenschätzers in zwei seriell angeordnete Schätzer,

- den Mehrteilnehmerschätzer, der die codierten Datenvektoren $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$ aus dem Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}$ nach (2.26) schätzt, und
- den Fehlerschutzdecodierer, der separat für jeden Teilnehmer die uncodierten Datenvektoren $\hat{\underline{\mathbf{u}}}$ aus den codierten Datenvektoren $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$ schätzt,

sowie einen Demodulator, siehe Bild 6.3.2. Der Vorteil dieser Aufspaltung besteht darin, daß der Mehrteilnehmerschätzer nun wieder aufwandsgünstig mit einem suboptimalen linearen Datenschätzer oder einem iterativen Datenschätzer realisiert werden kann. Der Rechenaufwand des zwangsläufig nichtlinearen Fehlerschutzdecodierers ist ebenfalls moderat, da die Fehlerschutzdecodierung aufgrund der Signalseparation durch den Mehrteilnehmerschätzer teilnehmerweise durchgeführt werden kann.

6.3.3 Turbo-Prinzip

Der serielle Datenschätzer ist prinzipbedingt suboptimal, da die Informationen des Fehlerschutzcodes nicht zum Separieren der Signale der einzelnen Teilnehmer genutzt werden können. Das Turbo-Prinzip [Hag97] bietet die Möglichkeit, trotz einer Aufspaltung in Mehrteilnehmerschätzer und Fehlerschutzdecodierer Informationen des Fehlerschutzcodes im Mehrteilnehmerschätzer zu verwenden.

Das Turbo-Prinzip ist ein iteratives Decodierverfahren, das ursprünglich zum aufwandsgünstigen Decodieren seriell oder parallel verketteter Fehlerschutzcodes entwickelt wurde [BG96, BM96, HOP96, Hag97, BDMP98, BGT93]. Die CDMA-Komponente in einem CDMA-Mobilfunksystem kann als einfacher Wiederholungscode angesehen werden, so daß Fehlerschutzcode und Spreizen mit den Spreizcodes

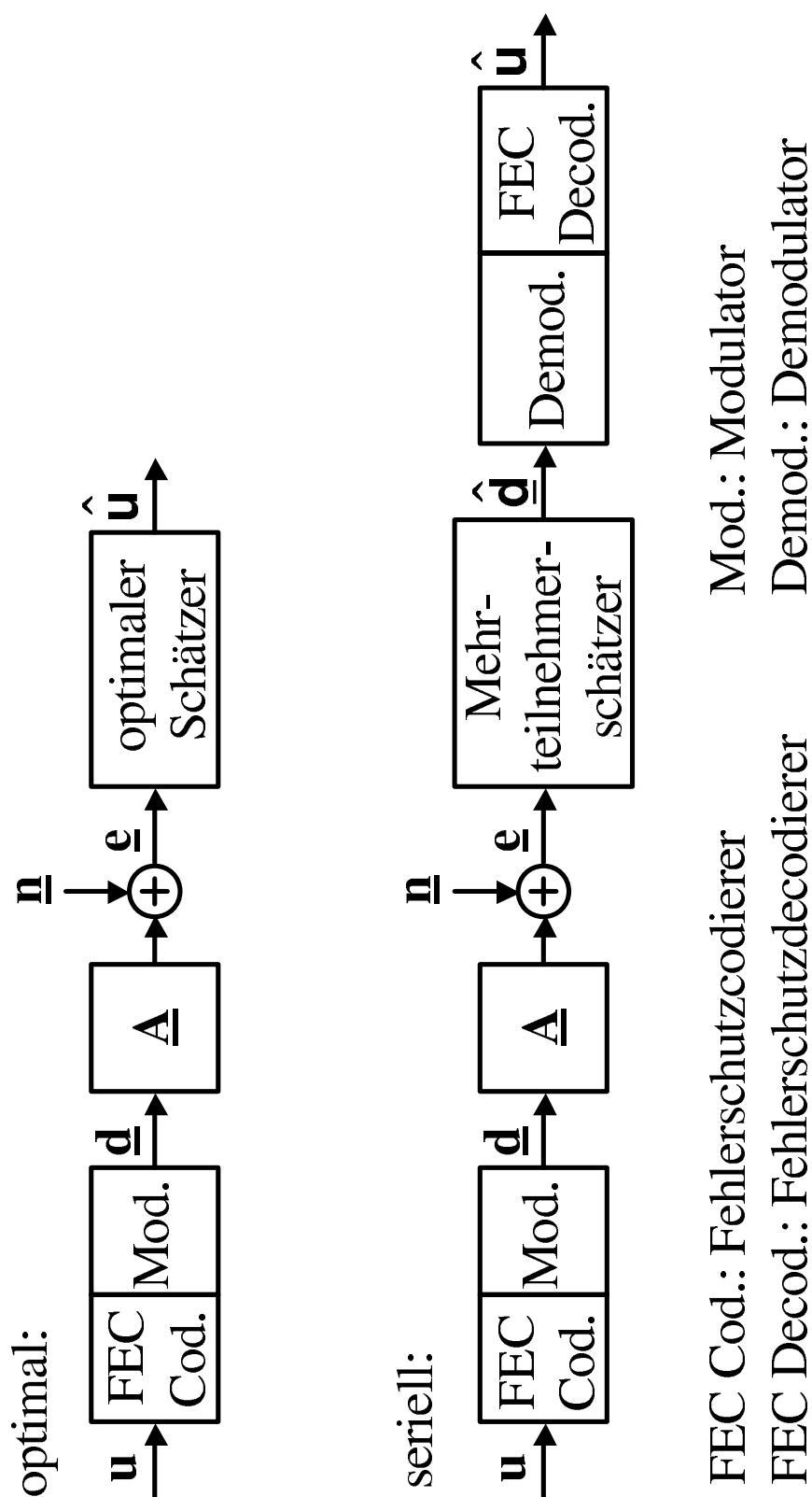


Bild 6.9. Prinzip des seriellen Datenschätzers

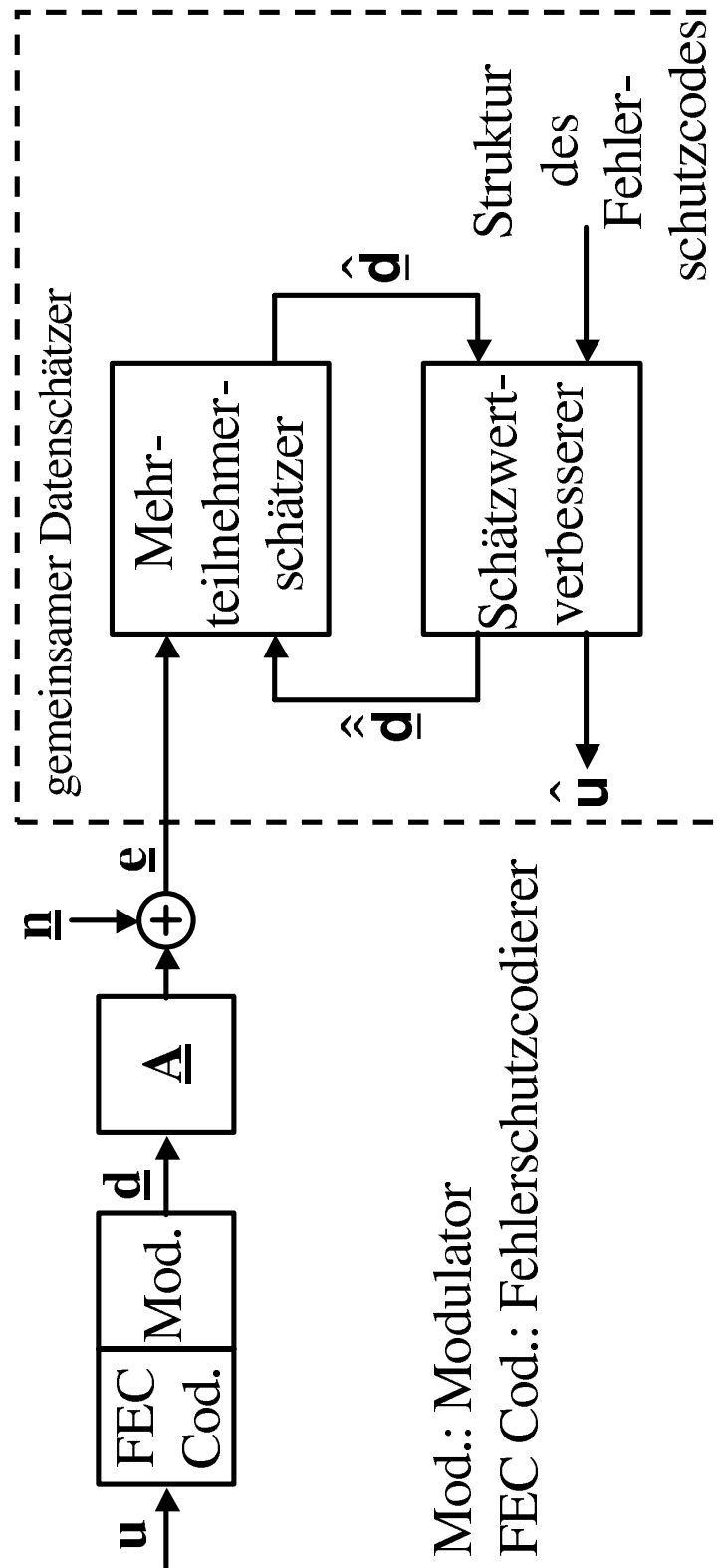


Bild 6.10. Turbo-Prinzip [Hag97, Poo00]

$\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), als seriell verkettete Codes angesehen werden können und entsprechen dem Turbo-Prinzip decodiert werden können [Hag97, ARAS99, Moh98, WV99, RSAA98, Hag96, AGR98, VW98, Poo00]. Entsprechend dem Turbo-Prinzip werden hierzu alternierend die beiden verketteten Codes in einem Mehrteilnehmerschätzer und in einem Fehlerschutzdecoder decodiert [Hag97, ARAS99, Moh98, WV99, RSAA98, Hag96, AGR98, VW98, Poo00]. Der Fehlerschutzdecoder ermittelt hier neben der Schätzung $\hat{\mathbf{u}}$ des uncodierten Datenvektors \mathbf{u} nach (2.22) auch eine verbesserte Schätzung $\hat{\hat{\mathbf{d}}}$ des codierten Datenvektors \mathbf{d} nach (2.24). Der Fehlerschutzdecoder inklusive eventuell erforderlicher Demodulatoren und Modulatoren wird im folgenden als Schätzwertverbesserer bezeichnet. Im Sinne des Turbo-Prinzips werden sowohl Mehrteilnehmerschätzer als auch Schätzwertverbesserer als Decoder angesehen. Wesentlich ist, daß Mehrteilnehmerschätzer und Schätzwertverbesserer extrinsische Information austauschen. Die extrinsische Information ist die Information, die der jeweilige Decoder basierend auf der Kenntnis des von ihm zu decodierenden Codes über die gesendeten Daten \mathbf{d} , siehe (2.24) hinzugewonnen hat [Hag97, ARAS99, Moh98, WV99, RSAA98, Hag96, AGR98, VW98, Poo00]. Die Decoder nutzen die extrinsische Information des jeweils anderen Decoders als A-priori-Information über die zu schätzenden Daten.

Prinzipiell könnte man in einem nach dem Turbo-Prinzip arbeitenden gemeinsamen Datenschätzer für CDMA-Mobilfunksysteme einen optimalen Mehrteilnehmerschätzer, siehe Abschnitt 6.2.1, und einen optimalen Schätzwertverbesserer einsetzen, die beide in der Lage sein müssen, A-priori-Informationen zu nutzen, das heißt nach dem Maximum-a-posteriori-Prinzip arbeiten müssen [ARAS99, Poo00, VW98, AGR98, RSAA98]. In der Praxis wird man jedoch aus Aufwandsgründen einen suboptimalen Mehrteilnehmerschätzer verwenden [Hag97, ARAS99, Poo00, Hag96, WV99, SS01]. Dieser Mehrteilnehmerschätzer nutzt die vom Schätzwertverbesserer gewonnene extrinsische Information zur Interferenzelimination, siehe Abschnitt 6.2.3. Nach dem Turbo-Prinzip arbeitende gemeinsame Datenschätzer können daher als Erweiterung der in Abschnitt 6.2.3 vorgestellten iterativen Datenschätzer angesehen werden. Die vom Mehrteilnehmerschätzer stammenden Schätzungen $\hat{\mathbf{d}}$ werden nun nicht mehr direkt zur Rekonstruktion und Elimination der Interferenzen verwendet, sondern zunächst einem Schätzwertverbesserer zugeführt. Schätzwertverbesserungsverfahren zur Erweiterung der in Kapitel 7 vorgestellten iterativen Datenschätzer zu Turbo-Datenschätzern werden detailliert in Kapitel 8 untersucht.

6.4 Übersicht über die Prinzipien der gemeinsamen Datenschätzung

Der Verfasser schlägt vor, die gemeinsamen Datenschätzverfahren anhand des in Bild 6.11 gezeigten Stammbaums zu klassifizieren. Zunächst unterscheidet man zwischen CDMA-Mobilfunksystemen ohne und mit Fehlerschutzcodierung. Bei den CDMA-Mobilfunksystemen ohne Fehlerschutzcodierung unterscheidet man weiter zwischen solchen mit wertkontinuierlichen und solchen mit wertdiskreten Datensymbolen. Analoge CDMA-Mobilfunksysteme mit wertkontinuierlichen Datensymbolen werden hier der Vollständigkeit halber mit aufgenommen, auch wenn sie heute keine praktische Bedeutung haben. Durch serielles Mehrteilnehmerschätzen und Fehlerschutzdecodieren, siehe Abschnitt 6.3.2, kann man das Datenschätzproblem in Mobilfunksystemen mit Fehlerschutzcodierung auf das Datenschätzproblem in CDMA-Mobilfunksystemen ohne Fehlerschutzcodierung zurückführen, und alle hierfür bekannten Verfahren einsetzen. Bei Einsatz eines Fehlerschutzcodes sind die Datensymbole immer wertdiskret. In einem CDMA-Mobilfunksystem mit wertdiskreten Datensymbolen kann man die Wertdiskrettheit zunächst unberücksichtigt lassen und wertkontinuierliche Datensymbole schätzen, die anschließend quantisiert werden.

In einem CDMA-Mobilfunksystem ohne Fehlerschutzcodierung und mit wertkontinuierlichen Datensymbolen ist der optimale Datenschätzer linear und relativ aufwandsgünstig, siehe Abschnitt 6.2.2. Dieser lineare Datenschätzer läßt sich sowohl direkt als auch iterativ realisieren, siehe Abschnitt 6.2.3. In einem CDMA-Mobilfunksystem mit wertdiskreten Datensymbolen ohne Fehlerschutzcodierung ist der optimale Datenschätzer nichtlinear und sehr rechenaufwendig, siehe Abschnitt 6.2.1. Man findet suboptimale nichtlineare und iterative Datenschätzer. Die hier einzusetzenden iterativen Datenschätzer arbeiten nach einem stark vereinfachten Turbo-Prinzip, siehe Abschnitt 6.3.3, wobei der Schätzwertverbesserer nur die Information des Modulationsalphabets nutzt. Das optimale gemeinsame Auswerten von CDMA-Komponente und Fehlerschutzcode ist ebenfalls ein nichtlineares, sehr rechenaufwendiges Verfahren, siehe Abschnitt 6.3.1. Auch hier findet man suboptimale nichtlineare Verfahren und iterative, nach dem Turbo-Prinzip arbeitende Datenschätzverfahren, siehe Abschnitt 6.3.3. Bei den nach dem Turbo-Prinzip arbeitenden iterativen Datenschätzern unterscheidet man solche, die einen optimalen Mehrteilnehmerschätzer einsetzen, und solche, die einen suboptimalen, in der Regel linearen Mehrteilnehmerschätzer einsetzen. Eine Übersicht von Veröffentlichungen zu den einzelnen Datenschätzern findet man in Tabelle 6.4. Die Datenschätzer sind hier entsprechend der in diesem Kapitel eingeführten Prinzipien sortiert.

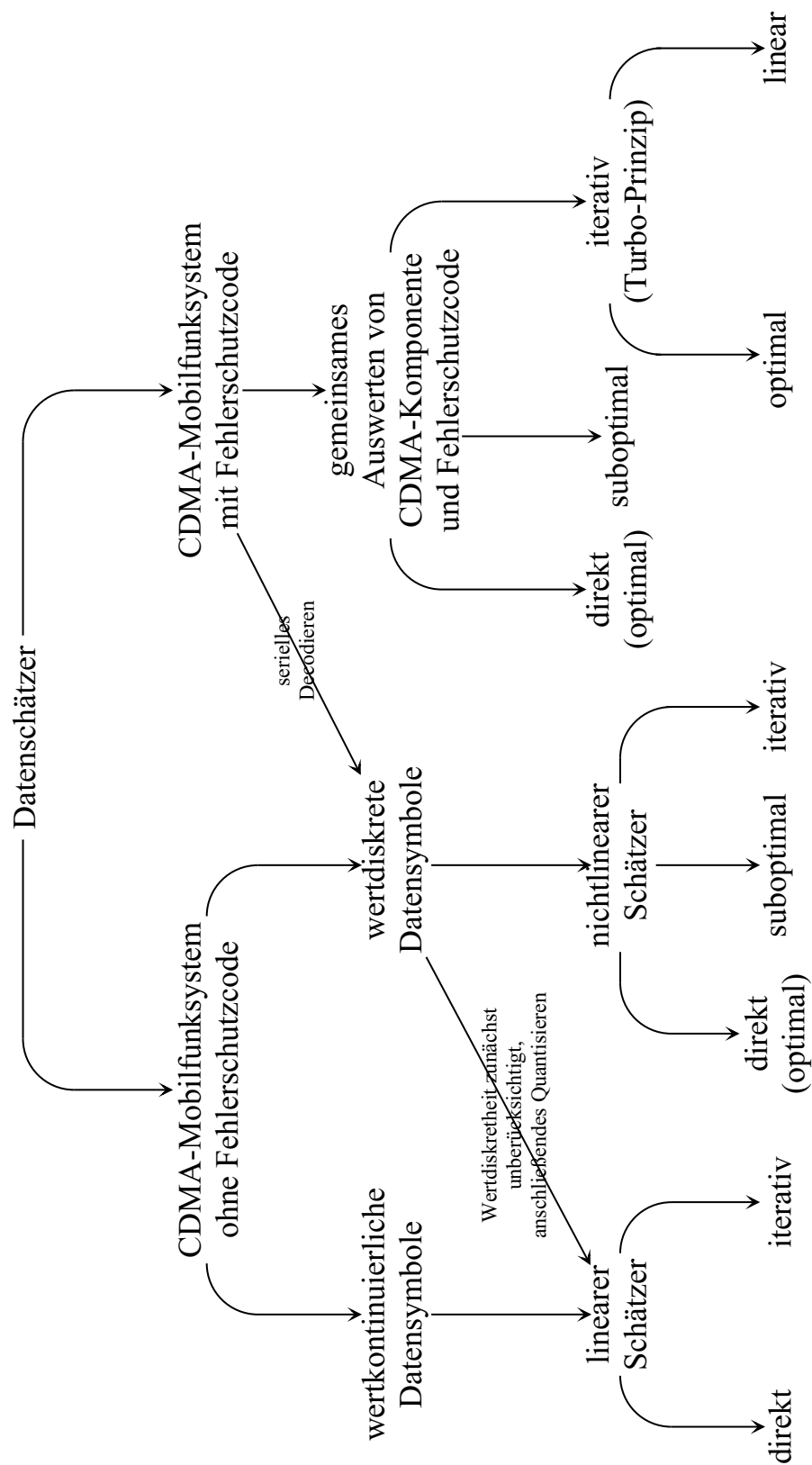


Bild 6.11. Stammbaum der gemeinsamen Datenschätzer

Tabelle 6.3. Ausgewählte Veröffentlichungen zu gemeinsamen Datenschätzern

Prinzip	Referenzen	Anmerkungen
optimale Datenschätzer ohne Fehlerschutzcode	[Ver98, Ver86a, Sch80, Sch79, For72, Ung74, Mos96, KA00, DHHZ95]	
lineare Datenschätzer	[Ver98, Mos96, KA00, DHHZ95, LV89, XSR90, LV90, KB92, MH94, Kle96, BFKM93, KKKB94, KKKB96, Kar99, KA00, DHHZ95]	
iterative, auf Interferenzelimination basierende Datenschätzer	[VA90, VA91, DSR98, VA89, KIHP90, ZB98, Mos96, KA00]	parallele Interferenzelimination
	[PH94, HL98, ZB95, Mos96, KA00]	serielle Interferenzelimination
	[DH92, XSR90, DH93, DH95, WDH94, Kle96, AF92, Ver93, ASF94, RV94, PF94, YR94, TAS95, Mos96, DHHZ95]	Decision-Feedback-Detektor
	[TR00, GS01]	iteratives Lösen linearer Gleichungssysteme
	[KFB02, INF01, WM02b, MJWT01, FR97]	die Kenntnis des Modulationsalphabets ausnutzende Schätzwertverbesserer
	[MKS96, Lam00, YKI93, Var95, HMC99, KA00, TBE ⁺ 96, TS96, TSN96]	sonstige
optimale Datenschätzer mit Fehlerschutzcode	[DHHZ95, GW96]	
serielle Datenschätzer	[SRAX96, ARS97]	
Datenschätzer nach dem Turbo-Prinzip	[Poo00, ARAS99, SS01, Moh98, WV99, RSAA98, Hag96, AGR98, VW98, Wer94, HS96, WM02b, BJW01b, BJW01a, WO01, WBOW00, WOWB02, RF96]	

Kapitel 7

Iterative gemeinsame Datenschätzung — neuartige Ansätze der gemeinsamen Datenschätzung

7.1 Parallele Interferenzelimination

7.1.1 Symbolweise parallele Interferenzelimination

7.1.1.1 Schätzverfahren

Die Grundidee der parallelen Interferenzelimination besteht darin, Intersymbolinterferenz und Vielfachzugriffsinterferenz nicht wie im Zero-Forcing-Schätzer in einem einzigen Schritt durch Dekorrelation zu eliminieren, sondern iterativ vor dem Schätzen des n -ten Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ des Teilnehmers k mit einem signalangepaßten Filter in der p -ten Iteration

- die Intersymbolinterferenzsignale $\underline{\mathbf{A}}_\nu^{(k)} \underline{d}_\nu^{(k)}$, $\nu = 1 \dots n-1, n+1 \dots N$, und
- die Vielfachzugriffsinterferenzsignale $\underline{\mathbf{A}}_n^{(\kappa)} \underline{d}_n^{(\kappa)}$, $\kappa = 1 \dots k-1, k+1 \dots K, n = 1 \dots N$,

basierend auf der Datenschätzung $\hat{\underline{d}}_{\text{SP}}(p-1)$ der vorhergehenden $(p-1)$ -ten Iteration näherungsweise zu rekonstruieren und von dem Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}$ nach (2.26) abzuziehen [VA90, KIHP90, VA91, DSR98, VA89, Mos96, KA00]. Die verbesserte Schätzung des n -ten Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ des Teilnehmers k in der p -ten Iteration ergibt sich dann zu

$$\begin{aligned} \hat{\underline{d}}_{\text{SP},n}^{(k)}(p) &= \frac{\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1}}{\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}} \left(\underline{\mathbf{e}} - \sum_{\{\nu|\nu \in \{1 \dots N\} \wedge \nu \neq n\}} \underline{\mathbf{A}}_\nu^{(k)} \hat{\underline{d}}_{\text{SP},\nu}^{(k)}(p-1) \right. \\ &\quad \left. - \sum_{\{\kappa|\kappa \in \{1 \dots K\} \wedge \kappa \neq k\}} \sum_{\nu=1}^N \underline{\mathbf{A}}_\nu^{(\kappa)} \hat{\underline{d}}_{\text{SP},\nu}^{(\kappa)}(p-1) \right). \end{aligned} \quad (7.1)$$

Mit dem durch

$$\underline{\mathbf{r}}_n^{(k)} = \frac{\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1}}{\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}} \underline{\mathbf{e}} \quad (7.2)$$

beschriebenen, an die empfangene Signatur $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$, siehe (2.13), des Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ angepaßten Filters, siehe (6.26), folgt

$$\begin{aligned} \hat{\underline{d}}_{\text{SP},n}^{(k)}(p) = & \underline{r}_n^{(k)} - \sum_{\{\nu|\nu \in \{1 \dots N\} \wedge \nu \neq n\}} \frac{[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}]_{(k-1)N+n, (k-1)N+\nu}}{[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}} \hat{\underline{d}}_{\text{SP},\nu}^{(k)}(p-1) \\ & - \sum_{\{\kappa|\kappa \in \{1 \dots K\} \wedge \kappa \neq k\}} \sum_{\nu=1}^N \frac{[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}]_{(k-1)N+n, (\kappa-1)N+\nu}}{[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}} \hat{\underline{d}}_{\text{SP},\nu}^{(\kappa)}(p-1), \end{aligned} \quad (7.3)$$

das heißt auch der auf symbolweiser paralleler Interferenzelimination basierende Datenschätzer läßt sich in eine Reihenschaltung einer Bank signalangepaßter Filter und eines nunmehr iterativen Interferenzeliminators zerlegen. Durch Zusammenfassen der Gleichungen für alle Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, erhält man schließlich mit (6.26)

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) = \underline{\mathbf{r}} - \underbrace{(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \overline{\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})}}_{\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p-1). \quad (7.4)$$

Die Matrix

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}} &= (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \overline{\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})} \\ &= \overline{\text{diag}(\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}}^{-1})} \end{aligned} \quad (7.5)$$

wird im folgenden als Rekonstruktionsmatrix oder Rückwärtspfadmatrix bezeichnet. Die den iterativen Interferenzeliminator beschreibende Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}$ ist unabhängig von der Signaldarstellung und damit auch invariant bezüglich einer Basis transformation, siehe (2.32) und (2.34). Für den Fall weißen Rauschens, siehe (2.17), ergibt sich die vereinfachte Formel

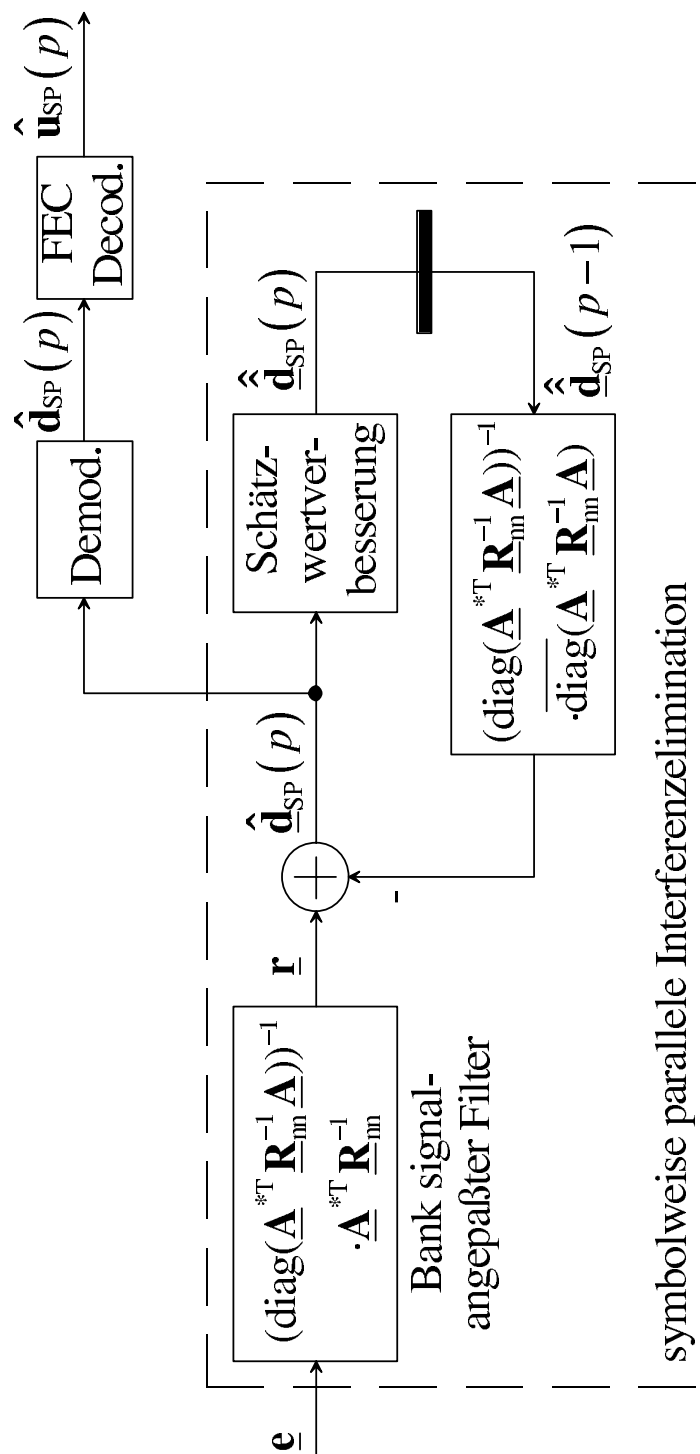
$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}} = (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \overline{\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}})} \quad (7.6)$$

zum Berechnen der Rückwärtspfadmatrix. Bild 7.1 zeigt das resultierende Blockschaltbild eines auf symbolweiser paralleler Interferenzelimination basierenden Datenschätzers.

Für die neu gewonnene Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p)$ und die in der folgenden Iteration zur Interferenzelimination zu verwendende Schätzung $\hat{\hat{\underline{\mathbf{d}}}}_{\text{SP}}(p)$, siehe (7.4), werden bewußt unterschiedliche Symbole eingeführt, da später auch Schätzwertverbesserungsverfahren untersucht werden sollen, in denen die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p)$ vor Verwenden zur Interferenzelimination weiter verbessert werden.

Falls keine Schätzwertverbesserung eingesetzt wird, das heißt wenn

$$\hat{\hat{\underline{\mathbf{d}}}}_{\text{SP}}(p) = \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p), \quad (7.7)$$



Demod.: Demodulator

FEC Decod.: Fehlerschutzdecodierer

Bild 7.1. Symbolweise parallele Interferenzelimination

gilt, folgt aus (7.4)

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) = \underline{\mathbf{r}} - \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \overline{\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right)} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p-1). \quad (7.8)$$

Man erkennt, daß die Vorgehensweise der symbolweisen parallelen Interferenzelimination für den Fall, daß keine Schätzwertverbesserung eingesetzt wird, dem aus der numerischen Mathematik bekannten Gesamtschrittverfahren [SB90] zum iterativen Lösen des linearen Gleichungssystems

$$\underline{\mathbf{r}} = \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}} \quad (7.9)$$

entspricht [MKS96, TR00, GS01]. Falls das Verfahren konvergiert, so erhält man aus (7.8) durch Gleichsetzen

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty) = \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) = \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p-1) \quad (7.10)$$

den Grenzwert

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty) = \left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{r}}, \quad (7.11)$$

der der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.24) entspricht [MKS96, TR00, GS01].

7.1.1.2 Performanz

Die Performanz der symbolweisen parallelen Interferenzelimination mit beliebigen Schätzwertverbesserungsverfahren kann man in der Regel nicht geschlossen, sondern nur simulativ untersuchen. Man kann jedoch Grenzen der Performanz eines realen Systems berechnen.

Eine Obergrenze des Grenzwertes $\eta_{\text{SP},n}^{(k)}(\infty)$ der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz, siehe Abschnitt 6.1, und eine Untergrenze des Grenzwertes $P_{\text{b,SP},n}^{(k)}(\infty)$ der uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit für den Grenzwert $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_n^{(k)}(\infty)$ der Schätzung des n -ten Datensymbols $\underline{\mathbf{d}}_n^{(k)}$ des Teilnehmers k nach unendlich vielen Iterationen erhält man basierend auf der Annahme, daß es bei der Schätzwertverbesserung gelänge, sämtliche Fehler der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p)$ nach (7.4) zu beseitigen, das heißt, daß

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) = \underline{\mathbf{d}} \quad (7.12)$$

gilt. In diesem Fall gelänge es bereits in der zweiten Iteration p gleich zwei, die gesamte Intersymbolinterferenz und Vielfachzugriffsinterferenz zu beseitigen. Die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{\text{SP},n}^{(k)}(2)$ und uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{\text{b,SP},n}^{(k)}(2)$

der in der zweiten Iteration p gleich zwei gewonnenen Schätzung $\hat{\underline{d}}_{\text{SP},n}^{(k)}(2)$, siehe (7.4), entsprechen also den entsprechenden Größen des Einzelsymbolfalls. Es gelten

$$\eta_{\text{max,SP},n}^{(k)}(\infty) = 1, \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.13)$$

und, im Falle weißen Gaußrauschens \underline{n} , siehe (2.17),

$$P_{\text{b,min,SP},n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{\text{b},n}^{(k)}}{N_0}} \right), \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K. \quad (7.14)$$

Ein sinnvolles Verfahren der Schätzwertverbesserung sollte eine Performanz ergeben, die besser als die einer symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung ist. Da der Grenzwert $\hat{\underline{d}}_{\text{SP}}(\infty)$ der geschätzten Datenvektoren $\hat{\underline{d}}_{\text{SP}}(p)$ nach (7.8) bei symbolweiser paralleler Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{d}}_{\text{ZF}}$ entspricht, siehe (7.11), sind die asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{\text{ZF},n}^{(k)}$ nach (6.37) des Zero-Forcing-Schätzers Untergrenzen

$$\eta_{\text{min,SP},n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{\left[(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n} \cdot \left[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}}, \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.15)$$

der Grenzwerte $\eta_{\text{SP},n}^{(k)}(\infty)$ der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen. Die Performanz jedes auf symbolweiser paralleler Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung basierenden Schätzers sollte mindestens diese Untergrenzen $\eta_{\text{min,SP},n}^{(k)}(\infty)$ erreichen. Wenn das Rauschen weiß und gaußverteilt ist, so sind die uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_{\text{ZF,b},n}^{(k)}$ nach (6.42) des Zero-Forcing-Schätzers Obergrenzen

$$P_{\text{b,max,SP},n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{\text{b},n}^{(k)} \eta_{\text{min,SP},n}^{(k)}(\infty)}{N_0}} \right), \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.16)$$

der Grenzwerte $P_{\text{b,SP},n}^{(k)}(\infty)$ der uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten.

Bild 7.2 zeigt simulierte uncodierte Bitfehlerkurven für das Verfahren der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung. Im Bild dargestellt sind jeweils die Erwartungswerte $E \{P_{\text{b,SP}}(p)\}$ der mittleren uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten

$$P_{\text{b,SP}}(p) = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N P_{\text{b,SP},n}^{(k)}(p)}{KN} \quad (7.17)$$

nach der ersten bis dritten Iteration der symbolweisen parallelen Interferenzelimination und der Grenzfälle nach (7.14) und (7.16). Das Erwartungswertbildnen bezieht sich auf

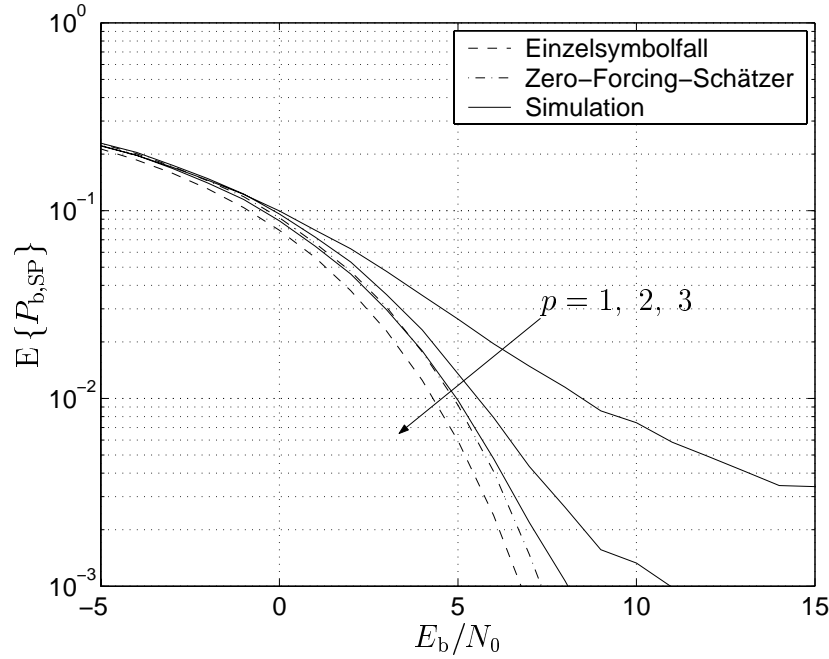


Bild 7.2. Erwartungswert $E\{P_{b,SP}(p)\}$ der mittleren uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,SP}$ nach (7.17) der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung abhängig von E_b/N_0 nach (2.20); Parameter: p

die zufälligen Spreizcodes $\underline{c}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.9) und Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.11). Neben den Parametern aus Tabelle 2.1 liegen den Simulationen folgende Annahmen zugrunde:

- Das Rauschen \underline{n} ist weiß und gaußverteilt, das heißt für die Kovarianzmatrix \underline{R}_{nn} des Rauschens gilt (2.17).
- Es werden orthogonale Spreizcodes $\underline{c}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), verwendet, die durch Verwürfeln der 16 Walsh-Codes der Länge 16 mit einer gemeinsamen binären Zufallsfolge erzeugt werden.
- Es werden zufällige Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), entsprechend dem COST207 Bad Urban Kanalmodell [COS89] verwendet.
- Die Sendeleistungen werden so eingestellt, daß

$$\frac{E_{b,n}^{(k)}}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \quad (7.18)$$

nach (2.20) für alle Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, gleich ist.

- Die Anzahl der Mobilstationen ist $K = 2$.

Aus den Kurven in Bild 7.2 erkennt man, daß die mit dem Verfahren der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung gewonnenen Schätzungen $\underline{d}_{\text{SP},n}^{(k)}(p)$ nach (7.8) wie erwartet gegen die Schätzungen $\underline{d}_{\text{ZF},n}^{(k)}$ des Zero-Forcing-Schätzers, siehe (6.24), konvergieren. Bereits nach nur drei Iterationen wird die Performanz des Zero-Forcing-Schätzers fast erreicht.

Eine wesentliche Frage ist, wann das Verfahren der symbolweisen parallelen Interferenzelimination konvergiert, und, falls es konvergiert, mit welcher Geschwindigkeit [GS01, Ver98]. Diese Frage soll hier exemplarisch für den Fall der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung beantwortet werden, siehe (7.8). Die Schätzung in der p -ten Iteration ergibt sich mit der Rückwärtsfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}$ nach (7.5) zu

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) = \underline{\mathbf{r}} - \underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p-1). \quad (7.19)$$

Wenn man vom Startwert

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(0) = \mathbf{0} \quad (7.20)$$

ausgeht, so erhält man für die Schätzung in der p -ten Iteration

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) = \sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})^j \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (7.21)$$

$\sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})^j$ ist eine endliche Matrix-Potenzreihe [BHW90], deren Wert zu berechnen ist. Im folgenden wird davon ausgegangen, daß die Rückwärtsfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}$ nach (7.5) diagonalisierbar ist. Mit den Eigenwerten $\underline{\lambda}_i$, $i = 1 \dots KN$, und der Matrix $\underline{\mathbf{E}}$, deren Spalten die zugehörigen Eigenvektoren sind, erhält man

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}} = \underline{\mathbf{E}} \text{diag}(\underline{\lambda}_1 \dots \underline{\lambda}_{KN}) \underline{\mathbf{E}}^{-1}. \quad (7.22)$$

Für die j -te Potenz der Matrix $(-\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})$ folgt

$$(-\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})^j = \underline{\mathbf{E}} \text{diag}\left((- \underline{\lambda}_1)^j \dots (- \underline{\lambda}_{KN})^j\right) \underline{\mathbf{E}}^{-1}. \quad (7.23)$$

Damit kann man den Wert der Matrix-Potenzreihe berechnen [BHW90]:

$$\sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})^j = \underline{\mathbf{E}} \text{diag}\left(\frac{1 - (-\underline{\lambda}_1)^p}{1 + \underline{\lambda}_1} \dots \frac{1 - (-\underline{\lambda}_{KN})^p}{1 + \underline{\lambda}_{KN}}\right) \underline{\mathbf{E}}^{-1}. \quad (7.24)$$

Die Matrix-Potenzreihe und damit auch die symbolweise parallele Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung konvergieren, falls der Betrag $|\underline{\lambda}_i|$ aller Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$, $i = 1 \dots KN$, kleiner eins ist, das heißt der dem Betrag des betragsgrößten Eigenwerts entsprechende Spektralradius [Sch88b] der Rückwärtsfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}$ nach (7.5) kleiner eins ist:

$$\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}) < 1. \quad (7.25)$$

Für den Grenzwert der Matrix-Potenzreihe ergibt sich, wie aufgrund von (7.11) erwartet,

$$\sum_{j=0}^{\infty} (-\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})^j = \underline{\mathbf{E}} \text{diag} \left(\frac{1}{1 + \underline{\lambda}_1} \dots \frac{1}{1 + \underline{\lambda}_{KN}} \right) \underline{\mathbf{E}}^{-1} = \underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}}. \quad (7.26)$$

Man stellt fest, daß Konvergenz und Grenzwert der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung unabhängig von den Energien der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, nach (2.13) sind und nur von den Strukturen der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$ abhängen, das heißt die parallele Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung ist nah-fern-resistent.

Die Abweichung der in der p -ten Iteration berechneten Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p)$ nach (7.21) vom Grenzwert $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty)$, siehe (7.11), ist

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) - \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty) = -\underline{\mathbf{E}} \text{diag} ((-\underline{\lambda}_1)^p \dots (-\underline{\lambda}_{KN})^p) \underline{\mathbf{E}}^{-1} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty). \quad (7.27)$$

Den Betrag dieser Abweichung kann man mit dem Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})$ wie folgt abschätzen [Sch88b, HW86]:

$$\left\| \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p) - \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty) \right\| \leq (\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}))^p \cdot \left\| \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(\infty) \right\|. \quad (7.28)$$

Die Konvergenzgeschwindigkeit wird allein durch den Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})$ der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}$ nach (7.5) bestimmt. Je kleiner der Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})$ ist, desto schneller konvergiert das Verfahren der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung.

Bild 7.3 zeigt die Verteilungsfunktion des Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})$ der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}}$ nach (7.5), die sich aus zufällig gemäß dem COST207 Bad Urban Kanalmodell ausgewürfelten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), ergibt, mit der Anzahl K der Mobilstationen als Parameter. Die Berechnungen basieren auf den Parametern in Tabelle 2.1. Es werden orthogonale Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), verwendet, die durch Verwürfeln der 16 Walsh-Codes der Länge 16 mit einer gemeinsamen binären Zufallsfolge erzeugt werden. Man erkennt, daß der Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{R}}_{\text{SP}})$ in den praktisch interessanten Fällen nicht zu kleiner Anzahl K an Teilnehmern meistens größer als eins ist, das heißt eine symbolweise parallele Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung würde nicht konvergieren. Dieser Mangel läßt sich jedoch durch Einsatz der in Kapitel 8 vorgestellten Schätzwertverbesserungsverfahren leicht beheben.

7.1.1.3 Rechenaufwand

Im folgenden wird der Rechenaufwand der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung für den Fall weißen Rauschens, siehe (2.17), berech-

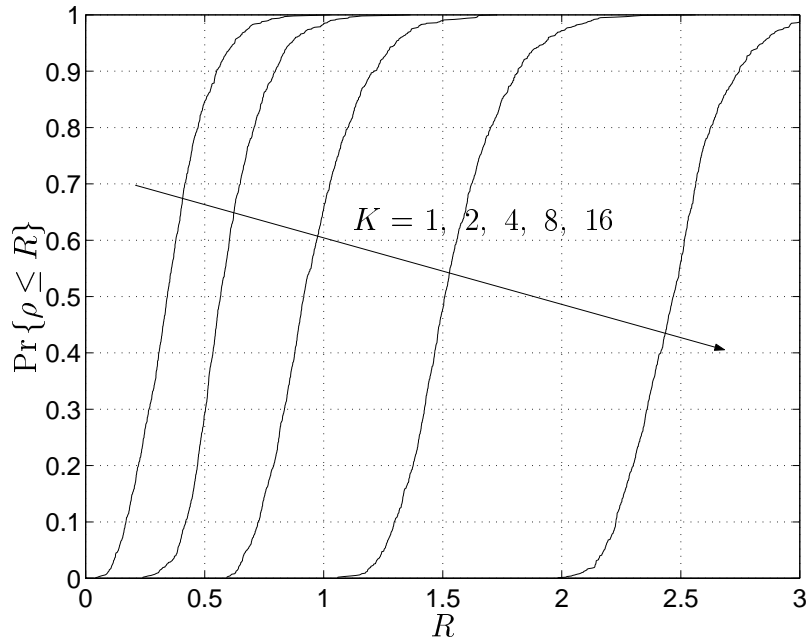


Bild 7.3. Verteilungsfunktion des Spektralradius $\rho(\mathbf{R}_{\text{SP}})$ der Rückwärtspfadmatrix \mathbf{R}_{SP} nach (7.5); Parameter: Anzahl K der Mobilstationen

net. Auch hier wird auf ein Normieren des Ausgangsvektors der Bank signalangepaßter Filter verzichtet, siehe (6.45). Zum Berechnen der kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{b}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zum Aufstellen der Systemmatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und für die signalangepaßte Filterung gelten auch hier die bereits in Abschnitt 6.2.2 hergeleiteten Beziehungen (2.12), (2.13) beziehungsweise (6.45). Aus (7.4), (7.6), (6.29) und (6.45) folgt die Iterationsgleichung

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{SP}}(p) = \underbrace{\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}})}_{\text{Skalieren}} \cdot \left(\underline{\mathbf{r}} - \underbrace{\overline{\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}})} \cdot \hat{\mathbf{d}}_{\text{SP}}(p-1)}_{\text{Interferenzrekonstruieren}} \right). \quad (7.29)$$

Für jede Iteration müssen die Interferenzanteile rekonstruiert, vom Ausgangssignal der Bank signalangepaßter Filter abgezogen und die interferenzreduzierten Schätzungen skaliert werden.

Beim Durchführen der parallelen Interferenzelimination nach (2.12), (2.13), (6.45) und (7.29) erfordern die Schritte

- Berechnen der kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{b}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.12),
- signalangepaßte Filterung nach (6.45),

Tabelle 7.1. Rechenaufwand des parallelen Interferenzeliminierens

Teilschritt	Rechenaufwand
Berechnen der kombinierten Kanalimpulsantworten	KWQ komplexwertige Multiplikationen
signalangepaßte Filterung	$KN(Q + W - 1)$ komplexwertige Multiplikationen
Berechnen der Kovarianzmatrix	$\frac{1}{2}K(K + 1)(Q + W - 1) + K^2N_{\text{ISI}}(Q + W - 1) - \frac{1}{2}K^2N_{\text{ISI}}(N_{\text{ISI}} + 1)Q$ komplexwertige Multiplikationen
Skalieren	$2KN$ reellwertige Divisionen je Iteration
Interferenzrekonstruieren	$KN(KN - 1)$ komplexwertige Multiplikationen je Iteration

- Berechnen der Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}}\underline{\mathbf{A}}$,
- Interferenzrekonstruieren nach (7.29) und
- Skalieren nach (7.29)

wesentliche, für den Rechenaufwand relevante Operationen. Die ersten drei Schritte sind nur einmal durchzuführen, während die letzten beiden Schritte Interferenzrekonstruieren und Skalieren einmal je Iteration durchzuführen sind, wobei man das Interferenzrekonstruieren bei der ersten Iteration einsparen könnte. Die Rechenaufwände der drei ersten Schritte wurden bereits in Abschnitt 6.2.2 berechnet. Das Skalieren der KN Schätzungen erfordert $2KN$ reellwertige Divisionen, da die Diagonalelemente der hermiteschen Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}}\underline{\mathbf{A}}$ reell sind. Das Interferenzrekonstruieren aus den KN Schätzungen erfordert $KN(KN - 1)$ komplexwertige Multiplikationen. Die Rechenaufwände der einzelnen Schritte des parallelen Interferenzeliminierens sind in Tabelle 7.1 zusammengestellt. Man stellt fest, daß der Rechenaufwand nicht mehr wie beim Zero-Forcing-Schätzer, siehe Abschnitt 6.2.2, mit der dritten Potenz der Anzahl K der Teilnehmer, sondern nur noch quadratisch mit Anzahl K der Teilnehmer wächst. Hierfür zahlt man jedoch den Preis, daß die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{SP}}(p)$ nach (7.29) bei endlicher Anzahl p an Iterationen nur näherungsweise gleich der Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$, siehe (6.24), ist.

7.1.2 Allgemeine parallele Interferenzelimination

7.1.2.1 Allgemeines Schätzverfahren

Die vom Verfasser vorgeschlagene allgemeine parallele Interferenzelimination basiert auf einer erstmals in [Var95] erwähnten Gruppenbildung. Die Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, werden in G Gruppen aufgeteilt. Im folgenden wird vereinfachend angenommen, daß die Gesamtanzahl KN der Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ ein Vielfaches der Anzahl G der Gruppen ist und daß in jeder Gruppe KN/G Datensymbole sind. Das Aufteilen der Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, in die Gruppen kann man sich als einen zweistufigen Prozeß vorstellen:

- Zunächst wird aus dem totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) durch Umsortieren der Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ ein umsortierter totaler Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}$ gebildet. Das Umsortieren erfolgt derart, daß die zu einer Gruppe gehörenden Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ auf benachbarten Positionen im umsortierten totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}$ sind. Das Umsortieren kann mathematisch durch eine Permutationsmatrix \mathbf{P} mit

$$[\mathbf{P}]_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{falls } [\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}]_i \hat{=} [\underline{\mathbf{d}}]_j, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad i, j = 1 \dots KN, \quad (7.30)$$

beschrieben werden. Die Permutationsmatrix ist eine orthonormale Matrix, das heißt es gilt

$$\mathbf{P}^T = \mathbf{P}^{-1}. \quad (7.31)$$

Der umsortierte totale Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}$ ergibt sich aus dem totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) durch Multiplizieren mit der Permutationsmatrix:

$$\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}} = \mathbf{P} \cdot \underline{\mathbf{d}}. \quad (7.32)$$

- In einem zweiten Schritt werden die Datenvektoren $\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}^{(g)}$ der Gruppen $g = 1 \dots G$ durch Ausschneiden von Abschnitten der Länge KN/G aus dem umsortierten totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}$, siehe (7.32), gebildet. Es gilt

$$\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}^{(g)} = [\underline{\mathbf{d}}_{\mathbf{P}}]_{gKN/G}^{1+(g-1)KN/G}. \quad (7.33)$$

Das Empfangssignal $\underline{\mathbf{e}}$ kann man mit der totalen Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}$ aus dem totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ und dem Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ berechnen, siehe (2.26). Wenn man die Elemente im totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) umsortiert, so muß man auch die Spalten in der

Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}$, siehe (2.25), umsortieren. Aus (2.26) erhält man durch Einsetzen von (7.32) mit (7.31)

$$\underline{\mathbf{e}} = \underbrace{\underline{\mathbf{A}}\mathbf{P}^{*T}}_{\underline{\mathbf{A}}_P} \cdot \underline{\mathbf{d}}_P + \underline{\mathbf{n}}. \quad (7.34)$$

Man erhält die umsortierte totale Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}}_P = \underline{\mathbf{A}}\mathbf{P}^{*T}. \quad (7.35)$$

Das umsortierte Ausgangssignal der Bank signalangepaßter Filter ergibt sich zu

$$\underline{\mathbf{r}}_P = \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{e}} = \mathbf{P} \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (7.36)$$

Mit der umsortierten Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} = [\underline{\mathbf{A}}_P]_{QN+W-1, gKN/G}^{1, 1+(g-1)KN/G} \quad (7.37)$$

ergibt sich der Anteil des Empfangssignals $\underline{\mathbf{e}}$, siehe (2.26), der von den Datensymbolen der Gruppe g verursacht wird, zu

$$\underline{\mathbf{e}}_P^{(g)} = \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \cdot \underline{\mathbf{d}}_P^{(g)}. \quad (7.38)$$

Der zum Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}_P^{(g)}$ nach (7.33) gehörende Teil des Ausgangssignals $\underline{\mathbf{r}}_P$ der Bank signalangepaßter Filter nach (7.36) ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_P^{(g)} &= \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{e}} \\ &= [\underline{\mathbf{r}}_P]_{gKN/G}^{1+(g-1)KN/G}. \end{aligned} \quad (7.39)$$

Die Grundidee der allgemeinen parallelen Interferenzelimination besteht darin, die Interferenz zwischen den Datensymbolen einer Gruppe durch Dekorrelation, siehe Abschnitt 6.2.2, zu eliminieren und die Interferenz durch Datensymbole anderer Gruppen iterativ durch Rekonstruieren und Abziehen der Interferenzsignale zu eliminieren, siehe Abschnitt 6.2.3. Für die verbesserte Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_P^{(g)}(p)$ des Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}_P^{(g)}$ der

Gruppe g nach (7.33) in der p -ten Iteration ergibt sich

$$\begin{aligned}
\hat{\underline{\mathbf{d}}}_P^{(g)}(p) &= \left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right)^{-1} \\
&\quad \cdot \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \cdot \left(\underline{\mathbf{e}} - \sum_{\{\gamma|\gamma \in \{1\dots G\} \wedge \gamma \neq g\}} \underline{\mathbf{A}}_P^{(\gamma)} \hat{\underline{\mathbf{d}}}_P^{(\gamma)}(p-1) \right) \\
&= \underbrace{\left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right)^{-1}}_{\underline{\mathbf{F}}_P^{(g)}} \\
&\quad \cdot \left(\underbrace{\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{e}}}_{\underline{\mathbf{r}}_P^{(g)}} \right. \\
&\quad \left. - \sum_{\{\gamma|\gamma \in \{1\dots G\} \wedge \gamma \neq g\}} \underbrace{\underline{\mathbf{W}}_P^{(g)-1} \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_P^{(\gamma)}}_{\underline{\mathbf{R}}_P^{(g,\gamma)}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_P^{(\gamma)}(p-1) \right) \\
&= \underline{\mathbf{F}}_P^{(g)} \cdot \left(\underline{\mathbf{r}}_P^{(g)} - \sum_{\{\gamma|\gamma \in \{1\dots G\} \wedge \gamma \neq g\}} \underline{\mathbf{R}}_P^{(g,\gamma)} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_P^{(\gamma)}(p-1) \right). \tag{7.40}
\end{aligned}$$

Die G Matrix-Vektor-Gleichungen (7.40) lassen sich zu einer einzigen Matrix-Vektor-Gleichung zusammenfassen:

$$\begin{aligned}
\hat{\underline{\mathbf{d}}}_P(p) &= \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{\mathbf{F}}_P^{(1)} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \underline{\mathbf{F}}_P^{(G)} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{F}}_P} \cdot \left(\underline{\mathbf{r}}_P - \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & \underline{\mathbf{R}}_P^{(1,2)} & \dots & \underline{\mathbf{R}}_P^{(1,G)} \\ \underline{\mathbf{R}}_P^{(2,1)} & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{R}}_P^{(G,1)} & \underline{\mathbf{R}}_P^{(G,2)} & \dots & 0 \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{R}}_P} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_P(p-1) \right) \\
&= \underline{\mathbf{F}}_P \cdot \left(\underline{\mathbf{r}}_P - \underline{\mathbf{R}}_P \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_P(p-1) \right). \tag{7.41}
\end{aligned}$$

Durch Zurücksortieren erhält man

$$\begin{aligned}
 \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p) &= \underbrace{\mathbf{P}^{*\text{T}} \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{F}}_{\text{P}}^{(1)} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \underline{\mathbf{F}}_{\text{P}}^{(G)} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}} \mathbf{P} \\
 &\cdot \left(\underline{\mathbf{r}} - \mathbf{P}^{*\text{T}} \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & \underline{\mathbf{R}}_{\text{P}}^{(1,2)} & \dots & \underline{\mathbf{R}}_{\text{P}}^{(1,G)} \\ \underline{\mathbf{R}}_{\text{P}}^{(2,1)} & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{R}}_{\text{P}}^{(G,1)} & \underline{\mathbf{R}}_{\text{P}}^{(G,2)} & \dots & 0 \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}} \mathbf{P} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p-1) \right) \\
 &= \underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}} \cdot \left(\underline{\mathbf{r}} - \underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p-1) \right). \tag{7.42}
 \end{aligned}$$

Die inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$, siehe (7.42), der allgemeinen parallelen Interferenzelimination erhält man durch Ausschneiden der Diagonalblöcke der Dimension $(KN/G) \times (KN/G)$ der Matrix $(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}$ und anschließendes Umsortieren der Spalten und Zeilen:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1} &= \mathbf{P}^{*\text{T}} \text{blockdiag}_{KN/G} \left((\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}} \right) \mathbf{P} \\
 &= \mathbf{P}^{*\text{T}} (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}))^{-1} \text{blockdiag}_{KN/G} (\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}) \mathbf{P} \\
 &= (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \mathbf{P}^{*\text{T}} \text{blockdiag}_{KN/G} (\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \mathbf{P}^{*\text{T}}) \mathbf{P}. \tag{7.43}
 \end{aligned}$$

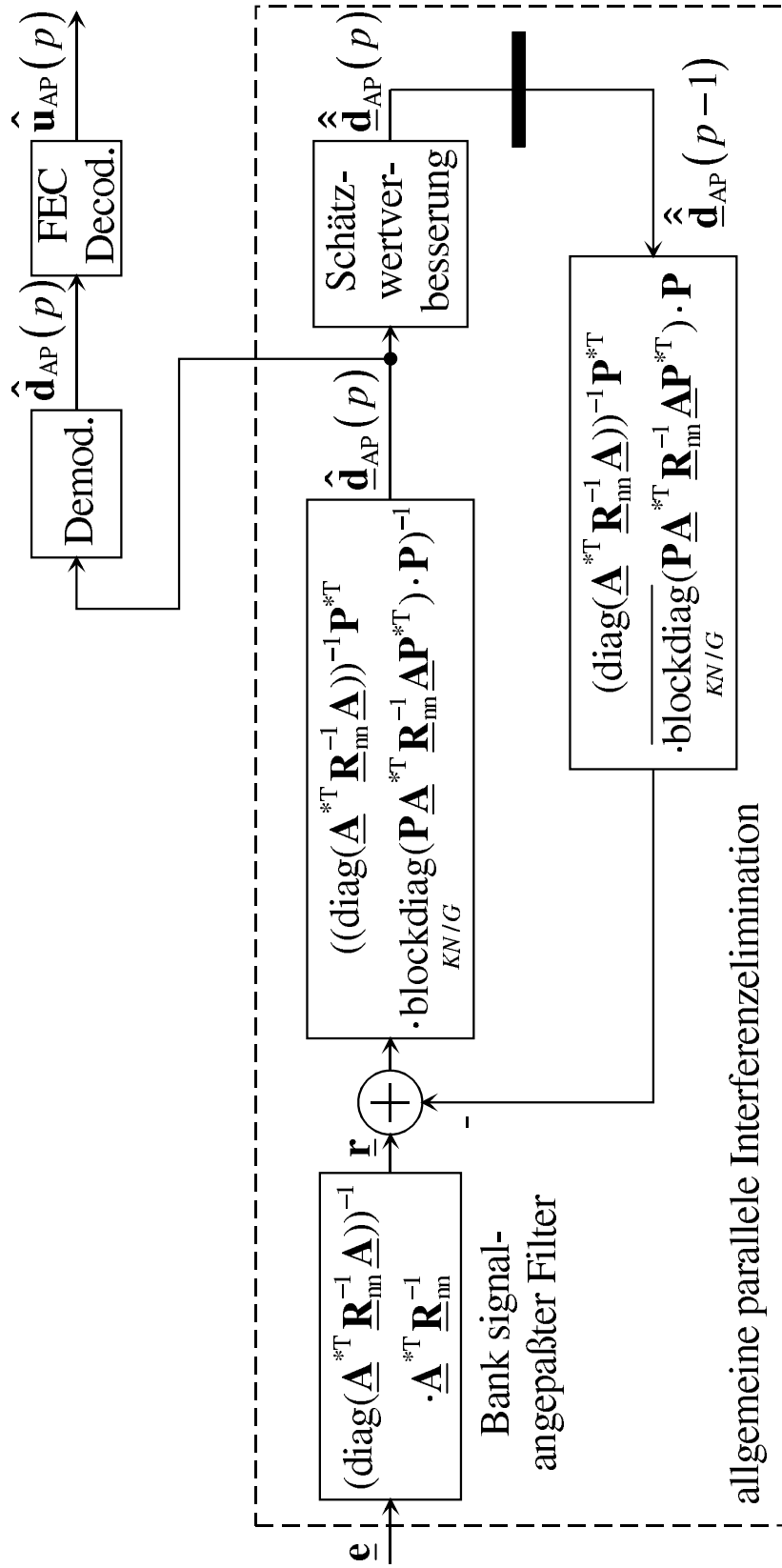
Die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$, siehe (7.42), der allgemeinen parallelen Interferenzelimination erhält man durch Ausschneiden der Offdiagonalblöcke der Dimension $(KN/G) \times (KN/G)$ der Matrix $(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}$ und anschließendes Umsortieren der Spalten und Zeilen:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}} &= \mathbf{P}^{*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}_{KN/G}} \left((\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}} \right) \mathbf{P} \\
 &= \mathbf{P}^{*\text{T}} (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}))^{-1} \overline{\text{blockdiag}_{KN/G}} (\underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{P}}) \mathbf{P} \\
 &= (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \mathbf{P}^{*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}_{KN/G}} (\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \mathbf{P}^{*\text{T}}) \mathbf{P}. \tag{7.44}
 \end{aligned}$$

Bild 7.4 zeigt das resultierende Blockschaltbild eines auf allgemeiner paralleler Interferenzelimination basierenden Datenschätzers.

Im Falle weißen Rauschens $\underline{\mathbf{n}}$, siehe (2.17), ergeben sich die vereinfachten Formeln

$$\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}} = (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \mathbf{P}^{*\text{T}} \text{blockdiag}_{KN/G} (\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \mathbf{P}^{*\text{T}}) \mathbf{P} \tag{7.45}$$



Demod.: Demodulator
 FEC Decod.: Fehlerschutzdecoder

Bild 7.4. Allgemeine parallele Interferenzelimination

und

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}} = \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}}_{KN/G} \left(\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \mathbf{P}^{*\text{T}} \right) \mathbf{P} \quad (7.46)$$

zum Berechnen der Vorwärtspfadmatrix beziehungsweise der Rückwärtspfadmatrix siehe (7.43) beziehungsweise (7.44).

Im allgemeineren Fall, daß die G Gruppen nicht gleich groß sind, erhält man ein zusammengehöriges Pärchen von inverser Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$, siehe (7.42), indem die Elemente $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{i,j}$ der Matrix $\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}$ auf die inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ und die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ unter Einhalten der drei hier erstmals formulierten Nebenbedingungen

Reflexivität: Alle Diagonalelemente $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{i,i}$, $i = 1 \dots KN$, sind in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ enthalten,

Symmetrie: Wenn das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{i,j}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ enthalten ist, dann ist auch das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{j,i}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ enthalten und

Transitivität: Wenn das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{i,j}$ und das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{j,k}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ enthalten sind, dann ist auch das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right]_{i,k}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ enthalten

verteilt werden, siehe Bild 7.5. Die durch die Auswahl der Elemente der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ definierte Relation ist eine Äquivalenzrelation, und die Anzahl der Äquivalenzklassen entspricht der Anzahl G der Gruppen [Wen91]. Wie man leicht überprüft, genügen die inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ nach (7.43) und die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ nach (7.44) diesen Bedingungen. Auch im Fall der allgemeinen parallelen Interferenzelimination sind Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ unabhängig von der Signaldarstellung und damit auch invariant bezüglich einer Basistransformation, siehe (2.32) und (2.34).

Falls das Verfahren der allgemeinen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung konvergiert, so erhält man aus (7.42) durch Gleichsetzen

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty) = \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p) = \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p-1) \quad (7.47)$$

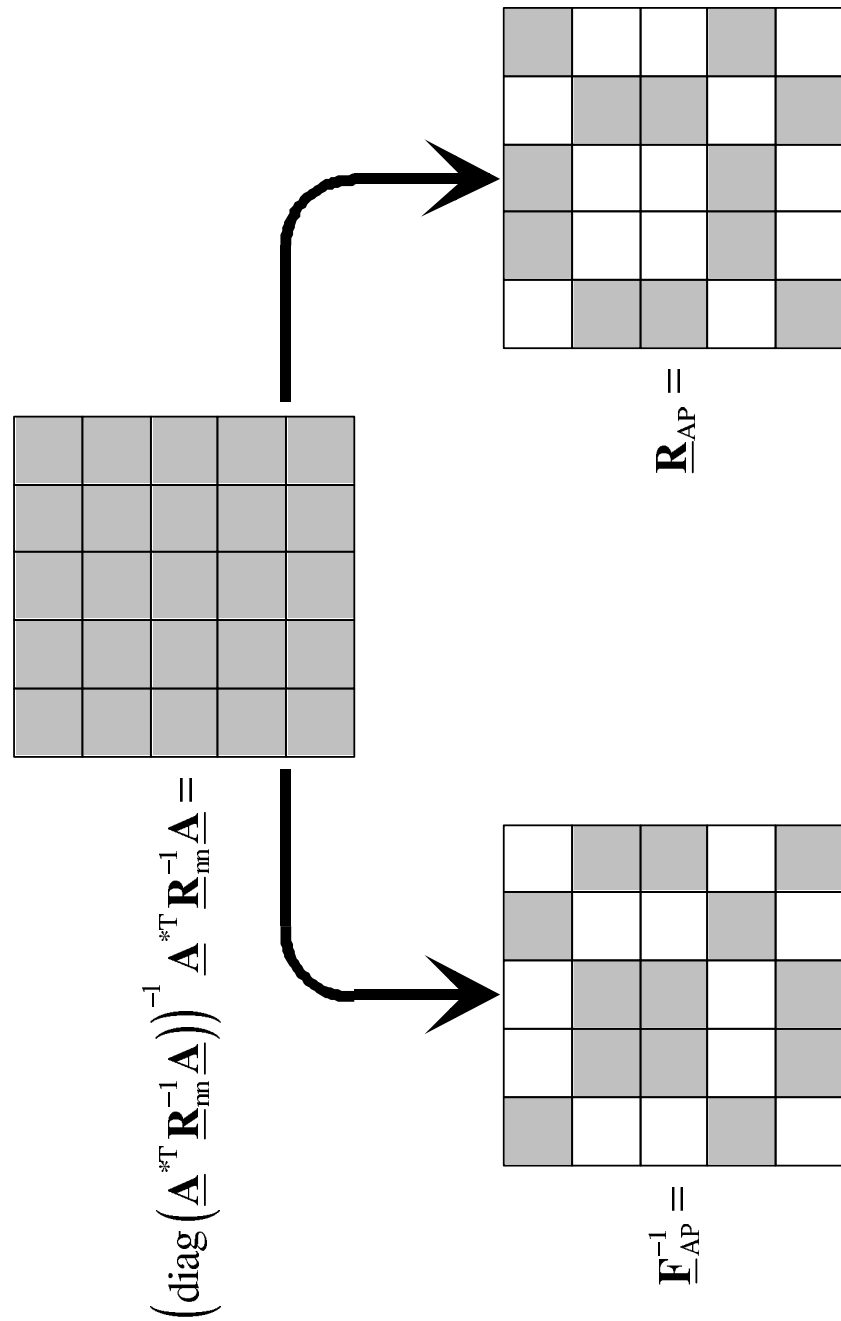


Bild 7.5. Beispiel für ein zusammengehöriges Pärchen von inverser Schätzmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$; $G = 2$ Gruppen

den Grenzwert

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty) = (\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}} + \underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (7.48)$$

Aufgrund des Konstruktionsprinzips für inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$, siehe Bild 7.5, gilt

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}} + \underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1} = (\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}. \quad (7.49)$$

Für den Grenzwert folgt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty) = \left((\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \right)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{r}}, \quad (7.50)$$

das heißt, falls das Verfahren der allgemeinen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung konvergiert, so konvergiert die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p)$ nach (7.42) gegen die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.27).

7.1.2.2 Performanz

Das Untersuchen der Performanz der allgemeinen parallelen Interferenzelimination erfolgt analog zum Untersuchen der Performanz der symbolweisen parallelen Interferenzelimination, siehe Abschnitt 7.1.1.

Eine Obergrenze des Grenzwertes $\eta_{\text{AP},n}^{(k)}(\infty)$ der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz, siehe Abschnitt 6.1, und Untergrenze des Grenzwertes $P_{\text{b,AP},n}^{(k)}(\infty)$ der uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit für den Grenzwert $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_n^{(k)}(\infty)$ der Schätzung des i -ten Datensymbols $\underline{\mathbf{d}}_n^{(k)}$ des Teilnehmers k nach unendlich vielen Iterationen folgt auch hier aus der Annahme, daß es bei der Schätzwertverbesserung gelänge, sämtliche Fehler der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p)$ nach (7.42) zu beseitigen, das heißt, daß

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p) = \underline{\mathbf{d}} \quad (7.51)$$

gilt. In diesem Fall gelänge es bereits in der zweiten Iteration p gleich zwei sämtliche Interferenz der anderen Gruppen zu beseitigen. Die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{\text{AP},n}^{(k)}(2)$ und uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{\text{b,AP},n}^{(k)}(2)$ der in der zweiten Iteration gewonnenen Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP},n}^{(k)}(2)$, siehe (7.42), entsprächen also derjenigen eines Zero-Forcing-Schätzers für die jeweilige Gruppe ohne zusätzliche Interferenz. Es folgt

$$\eta_{\text{max,AP},n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{\left[\left(\mathbf{P}^{*\text{T}} \text{blockdiag}_{KN/G}(\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \mathbf{P}^{*\text{T}}) \mathbf{P} \right)^{-1} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}} \cdot \frac{1}{[\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}}, \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.52)$$

und im Falle weißen Gaußrauschens \underline{n} , siehe (2.17),

$$P_{b,\min,AP,n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{b,n}^{(k)} \eta_{\max,AP,n}^{(k)}(\infty)}{N_0}} \right), \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K. \quad (7.53)$$

Da die Schätzung $\hat{\underline{d}}_{AP}(p)$ nach (7.42) der allgemeinen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung ebenso wie die Schätzung $\hat{\underline{d}}_{SP}(p)$, siehe (7.4), der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung gegen die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{d}}_{ZF}$ nach (6.24) konvergiert, sollte auch die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung mindestens die Performanz des Zero-Forcing-Schätzers erreichen. Aus (6.37) ergeben sich folglich die Untergrenzen

$$\eta_{\min,AP,n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{\left[(\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \right]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n} \cdot [\underline{\mathbf{A}}^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \underline{\mathbf{A}}]_{(k-1)N+n, (k-1)N+n}}, \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.54)$$

der Grenzwerte $\eta_{AP,n}(\infty)$ der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen und aus (6.42) folgen im Falle von weißem Gaußrauschen die Obergrenzen

$$P_{b,\max,AP,n}^{(k)}(\infty) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{b,n}^{(k)} \eta_{\min,AP,n}^{(k)}(\infty)}{N_0}} \right), \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.55)$$

der Grenzwerte $P_{b,AP,n}^{(k)}(\infty)$ der uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten.

Die Herleitung der Konvergenzbedingung der allgemeinen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung erfolgt analog zu der Herleitung in Abschnitt 7.1.1. Wenn man vom Startwert

$$\hat{\underline{d}}_{AP}(0) = \mathbf{0} \quad (7.56)$$

ausgeht, so ergibt sich mit (7.42) die Schätzung in der p -ten Iteration zu

$$\hat{\underline{d}}_{AP}(p) = \sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{F}}_{AP} \underline{\mathbf{R}}_{AP})^j \underline{\mathbf{F}}_{AP} \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (7.57)$$

Unter der Annahme, daß die Matrix $\underline{\mathbf{F}}_{AP} \underline{\mathbf{R}}_{AP}$ mit den Eigenwerten $\underline{\lambda}_i$, $i = 1 \dots KN$, diagonalisierbar ist, erhält man mit der Matrix $\underline{\mathbf{E}}$, deren Spalten die zugehörigen Eigenvektoren sind,

$$\sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{F}}_{AP} \underline{\mathbf{R}}_{AP})^j = \underline{\mathbf{E}} \operatorname{diag} \left(\frac{1 - (-\underline{\lambda}_1)^p}{1 + \underline{\lambda}_1} \dots \frac{1 - (-\underline{\lambda}_{KN})^p}{1 + \underline{\lambda}_{KN}} \right) \underline{\mathbf{E}}^{-1}. \quad (7.58)$$

Das Verfahren der allgemeinen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung konvergiert, falls der Betrag $|\underline{\lambda}_i|$ aller Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$, $i = 1 \dots KN$, kleiner als eins ist, das heißt der dem Betrag des betragsgrößten Eigenwerts entsprechende Spektralradius der Matrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ kleiner eins ist:

$$\rho(\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}) < 1. \quad (7.59)$$

Auch im Fall der allgemeinen parallelen Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung hängen weder Konvergenz noch Grenzwert von den Energien der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, nach (2.13) ab, das heißt die allgemeine parallele Interferenzelimination ohne Schätzwertverbesserung ist nah-fern-resistent. Der große Vorteil der allgemeinen parallelen Interferenzelimination im Vergleich zur symbolweisen parallelen Interferenzelimination besteht darin, daß man den Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}})$ und damit die Konvergenzeigenschaften durch die Wahl der Gruppen beeinflussen kann.

Die Abschätzung des Betrags der Abweichung der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p)$ nach (7.42) in der p -ten Iteration vom Grenzwert $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty)$, siehe (7.50), erfolgt analog zu den Betrachtungen in Abschnitt 7.1.1. Für die Abweichung in der p -ten Iteration erhält man

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p) - \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty) = -\underline{\mathbf{E}} \text{diag}((- \underline{\lambda}_1)^p \dots (- \underline{\lambda}_{KN})^p) \underline{\mathbf{E}}^{-1} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty). \quad (7.60)$$

Der Betrag der Abweichung läßt sich wieder mit dem Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}})$ der Matrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ abschätzen:

$$\|\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p) - \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty)\| \leq (\rho(\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}))^p \cdot \|\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(\infty)\|. \quad (7.61)$$

7.1.3 Parallele Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz

Bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz sind jeweils die Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, einer Mobilstation in einer Gruppe, das heißt es gibt

$$G = K \quad (7.62)$$

Gruppen mit je N Datensymbolen. Die Permutationsmatrix nach (7.30) ist die Einheitsmatrix

$$\mathbf{P} = \mathbf{I}. \quad (7.63)$$

Die Intersymbolinterferenz zwischen den Datensymbolen $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, einer Mobilstation wird durch das gemeinsame Schätzen der Datensymbole der jeweiligen Gruppe

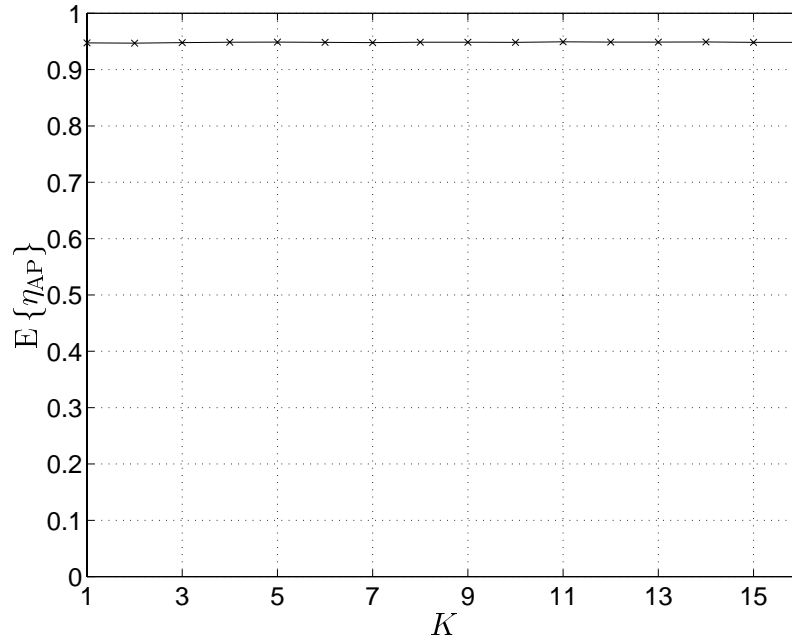


Bild 7.6. Erwartungswert $E\{\eta_{\max,AP}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\max,AP}(\infty)$ nach (7.64) der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz der parallelen Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz abhängig von der Anzahl K der Mobilstationen

eliminiert. Hieraus resultiert eine Verringerung der Obergrenzen $\eta_{\max,AP,n}^{(k)}(\infty)$ nach (7.52) der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen im Vergleich zur symbolweisen parallelen Interferenzelimination. In Bild 7.6 ist der Erwartungswert $E\{\eta_{\max,AP}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenzen

$$\eta_{\max,AP}(\infty) = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \eta_{\max,AP,n}^{(k)}(\infty)}{KN} \quad (7.64)$$

der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen der parallelen Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz abhängig von der Anzahl K der Mobilstationen dargestellt. Der Erwartungswert $E\{\eta_{\max,AP}(\infty)\}$ wird hier sowohl bezüglich der Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), als auch bezüglich der Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), gebildet. Neben den Parametern aus Tabelle 2.1 liegen den Berechnungen folgende Annahmen zugrunde:

- Das Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ ist weiß, das heißt für die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{nn}}$ des Rauschens gilt (2.17).
- Es werden orthogonale Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), verwendet,

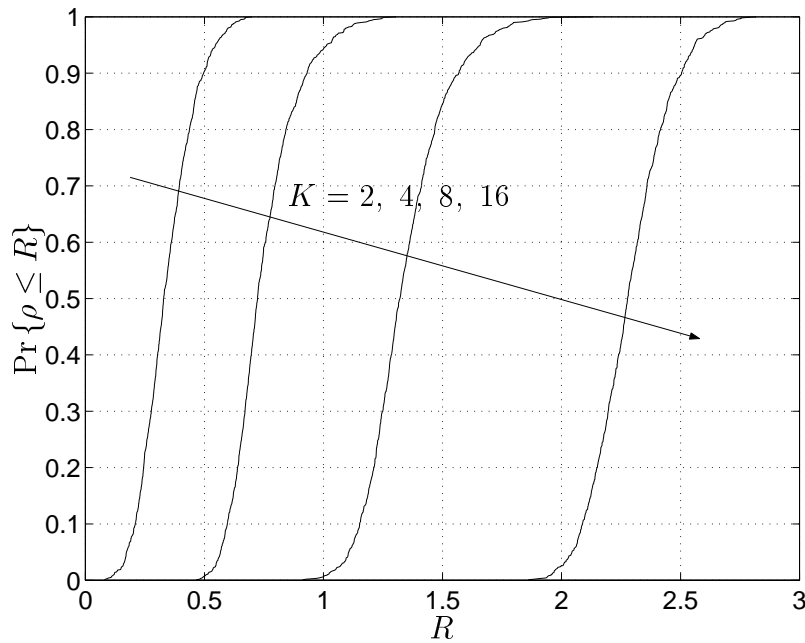


Bild 7.7. Verteilungsfunktion des Spektralradius $\rho(\mathbf{F}_{\text{AP}}\mathbf{R}_{\text{AP}})$ für parallele Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz; Parameter: Anzahl K der Mobilstationen

die durch Verwürfeln der 16 Walsh-Codes der Länge 16 mit einer gemeinsamen binären Zufallsfolge erzeugt werden.

- Es werden zufällige Kanalimpulsantworten $\mathbf{h}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), entsprechend dem COST207 Bad Urban Kanalmodell [COS89] betrachtet.

Man erkennt, daß der Erwartungswert $E\{\eta_{\text{max,AP}}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\text{max,AP}}(\infty)$ der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz der parallelen Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz unabhängig von der Anzahl K der Mobilstationen ist. Da die Intersymbolinterferenz relativ gering ist, ist der Erwartungswert $E\{\eta_{\text{max,AP}}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\text{max,AP}}(\infty)$, siehe (7.64), der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz bei paralleler Elimination der Vielfachzugriffsinterferenz fast eins.

Die Konvergenzgeschwindigkeit hängt vom Spektralradius $\rho(\mathbf{F}_{\text{AP}}\mathbf{R}_{\text{AP}})$ der Matrix $\mathbf{F}_{\text{AP}}\mathbf{R}_{\text{AP}}$ ab. Bild 7.7 zeigt die Verteilungsfunktion des Spektralradius mit der Anzahl K der Mobilstationen als Parameter. Die Berechnungen basieren auf den gleichen Parametern und Annahmen wie die vorhergehenden Berechnungen der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen. Man erkennt, daß sich die Konvergenzgeschwindigkeit im Vergleich zu symbolweiser paralleler Interferenzelimination nur geringfügig erhöht. Dies

kann man damit erklären, daß die dominante Vielfachzugriffsinterferenz nach wie vor iterativ eliminiert werden muß.

7.1.4 Parallele Elimination der Intersymbolinterferenz

Bei der parallelen Elimination der Intersymbolinterferenz sind jeweils die zeitgleich gesendeten Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in einer Gruppe, das heißt es gibt

$$G = N \quad (7.65)$$

Gruppen mit je K Datensymbolen. Für die Permutationsmatrix \mathbf{P} , siehe (7.30), gilt

$$[\mathbf{P}]_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{falls } ((K(j-1)) \bmod (KN)) + ((j-1) \operatorname{div} N) + 1 = i, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad i, j = 1 \dots KN. \quad (7.66)$$

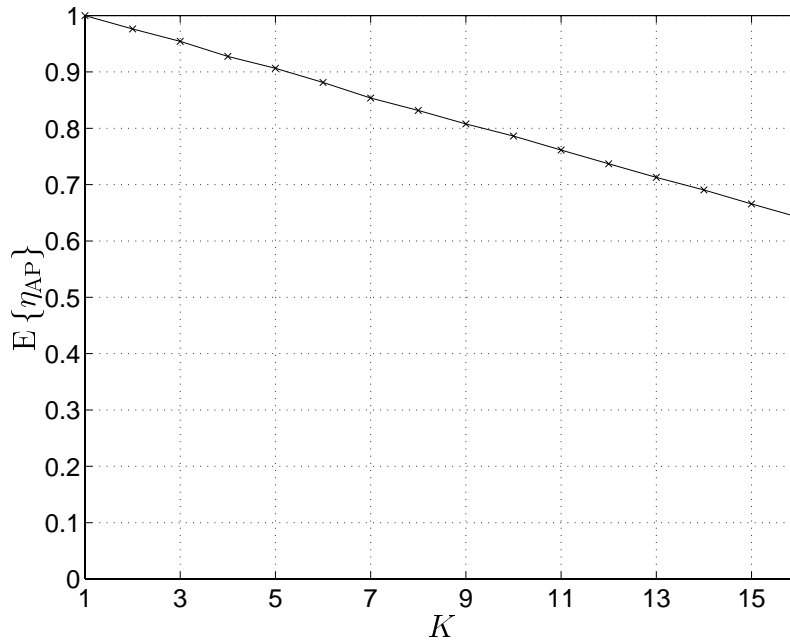


Bild 7.8. Erwartungswert $E\{\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)$, siehe (7.64), der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz der parallelen Elimination der Intersymbolinterferenz abhängig von der Anzahl K der Mobilstationen

Die Vielfachzugriffsinterferenz zwischen den zeitgleichen Datensymbolen $\underline{d}_n^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, verschiedener Mobilstationen wird durch das gemeinsame Schätzen der Datensymbole der jeweiligen Gruppe eliminiert. Hieraus resultiert eine Verringerung der

Obergrenzen $\eta_{\max, \text{AP}, n}^{(k)}(\infty)$ nach (7.52) der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen im Vergleich zur Situation bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination. In Bild 7.8 ist der Erwartungswert $E\{\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)$, siehe (7.64), der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz der parallelen Elimination der Intersymbolinterferenz abhängig von der Anzahl K der Mobilstationen dargestellt. Der Erwartungswert $E\{\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)\}$ wird hier sowohl bezüglich der Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), als auch bezüglich der Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), gebildet. Neben den Parametern aus Tabelle 2.1 liegen den Berechnungen folgende Annahmen zugrunde:

- Das Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ ist weiß, das heißt für die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$ des Rauschens gilt (2.17).
- Es werden orthogonale Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.9), verwendet, die durch Verwürfeln der 16 Walsh-Codes der Länge 16 mit einer gemeinsamen binären Zufallsfolge erzeugt werden.
- Es werden zufällige Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.11), entsprechend dem COST207 Bad Urban Kanalmodell [COS89] betrachtet.

Man erkennt, daß der Erwartungswert $E\{\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)$, siehe (7.64), der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz der parallelen Elimination der Intersymbolinterferenz ungefähr linear mit der Anzahl K der Mobilstationen abnimmt. Obwohl die Vielfachzugriffsinterferenz einen relativ großen Anteil der gesamten Interferenz ausmacht, ist der Erwartungswert $E\{\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)\}$ der mittleren Obergrenze $\eta_{\max, \text{AP}}(\infty)$, siehe (7.64), der Grenzwerte der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz bei paralleler Elimination der Intersymbolinterferenz deutlich größer als der Erwartungswert $E\{\eta_{\text{ZF}}\}$ der mittleren asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz η_{ZF} , siehe (6.39), des Zero-Forcing-Schätzers.

Die Gruppenbildung bewirkt eine erhöhte Konvergenzgeschwindigkeit im Vergleich zur symbolweisen parallelen Interferenzelimination. Die Konvergenzgeschwindigkeit hängt vom Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}})$ der Matrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ ab. Bild 7.9 zeigt die Verteilungsfunktion des Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}})$ mit der Anzahl K der Mobilstationen als Parameter. Die Berechnungen basieren auf den gleichen Parametern und Annahmen wie die vorhergehenden Berechnungen der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen. Man erkennt, daß sich die Konvergenzgeschwindigkeit im Vergleich zu symbolweiser paralleler Interferenzelimination, siehe Bild 7.7, deutlich erhöht. Dies kann man damit erklären, daß die dominante Vielfachzugriffsinterferenz nicht mehr iterativ eliminiert werden muß.

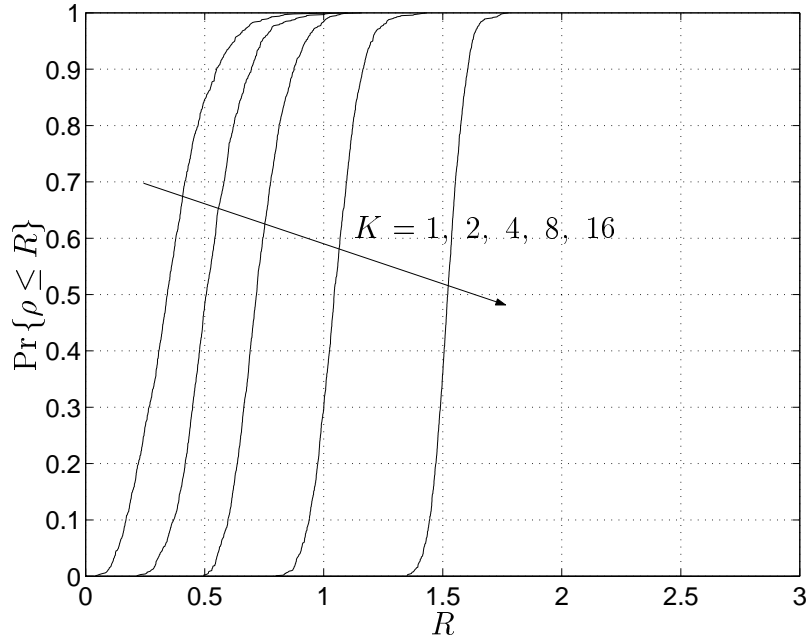


Bild 7.9. Verteilungsfunktion des Spektralradius $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ für parallele Elimination der Intersymbolinterferenz; Parameter: Anzahl K der Mobilstationen

7.1.5 Übersicht über die Schätzverfahren

Man stellt fest, daß sich bei geeigneter Wahl der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}$, siehe (7.43), und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$, siehe (7.44), alle hier diskutierten linearen Schätzverfahren und Verfahren der Interferenzelimination als Sonderfälle der allgemeinen parallelen Interferenzelimination beschreiben lassen. Tabelle 7.2 kann man die zu wählenden Matrizen entnehmen. Die Auswahl der Elemente für alle vorkommenden inversen Vorwärtspfadmatrizen $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}$ hat die vom Verfasser gefundenen, in Abschnitt 7.1.2 dargestellten Eigenschaften Reflexivität, Symmetrie und Transitivität. Alle Schätzer sind somit Sonderfälle der neuartigen allgemeinen parallelen Interferenzelimination und falls keine Schätzwertverbesserung erfolgt, konvergieren die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{AP}}(p)$, siehe (7.42), gegen die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.24). Die hergeleitete notwendige Bedingung

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}}^{-1} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}} + \underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}, \quad (7.67)$$

siehe (7.48), für die Konvergenz gegen die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.24) legt jedoch die Vermutung nahe, daß es viele weitere Möglichkeiten zur Konstruktion von Vorwärtspfadmatrizen $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}$ und Rückwärtspfadmatrizen $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$ gibt, siehe Abschnitt 7.2.

Tabelle 7.2. Übersicht über die Schätzverfahren

Schätzverfahren	inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}_{\text{AP}}^{-1}$	Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{AP}}$
Zero-Forcing-Schätzer	$(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}$	0
symbolweise parallele Interferenzelimination	I	$(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \cdot \overline{\text{diag}}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})$
allgemeine parallele Interferenzelimination	$(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \cdot \underline{\mathbf{P}}^{*\text{T}} \text{blockdiag}_{KN/G}(\underline{\mathbf{P}} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{P}}^{*\text{T}}) \underline{\mathbf{P}}$	$(\text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}}))^{-1} \cdot \underline{\mathbf{P}}^{*\text{T}} \text{blockdiag}_{KN/G}(\underline{\mathbf{P}} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{m}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{P}}^{*\text{T}}) \underline{\mathbf{P}}$

7.2 Allgemeine iterative gemeinsame Datenschätzung

Im den vorangegangenen Abschnitten 7.1 und 7.2 werden vielerlei Verfahren der parallelen Interferenzelimination vorgestellt deren Schätzungen, falls keine Schätzwertverbesserung eingesetzt wird, im Fall der Konvergenz alle gegen die Zero-Forcing-Schätzung, siehe (6.24), konvergieren. Es stellt sich die Frage, ob nicht auch andere lineare Schätzer wie beispielsweise der Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer, siehe (6.35), iterativ realisiert werden können. Diese Frage wird im vorliegenden Abschnitt in einer nach Kenntnis des Verfassers in der Literatur noch nicht zu findenden Allgemeinheit beantwortet.

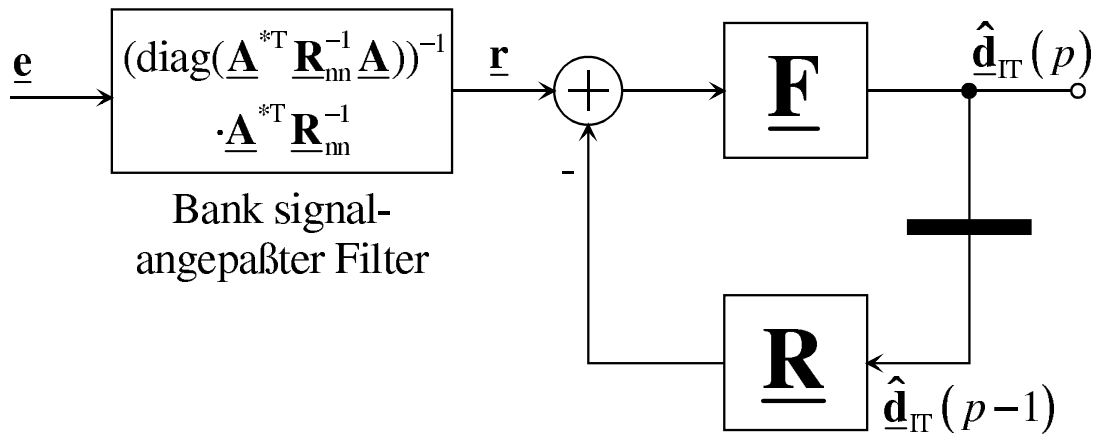


Bild 7.10. Struktur des iterativen Schätzers

Im folgenden wird von der iterativen, in Bild 7.10 gezeigten Schätzerstruktur ausgegangen. Der betrachtete iterative Schätzer verwendet zunächst keine Schätzwertverbesserung. Das Empfangssignal \underline{e} nach (2.26) wird einer Bank signalangepaßter Filter zugeführt. Man erhält das Ausgangssignal \underline{r} , siehe (6.26), der Bank signalangepaßter Filter, das die gesamte für das Schätzen des Datenvektors \underline{d} nach (2.24) relevante Information des Empfangssignals \underline{e} enthält, das heißt jeder sinnvolle Datenschätzer kann statt direkt mit dem Empfangssignal \underline{e} auch mit dem Ausgangssignal \underline{r} der Bank signalangepaßter Filter arbeiten. Lineare Schätzer zeichnen sich dadurch aus, daß die Schätzung $\hat{\underline{d}}_{\text{LIN}}$ eine lineare Funktion von \underline{r} ist, die sich durch eine Schätzmatrix \underline{D} beschreiben läßt. Es gilt

$$\hat{\underline{d}}_{\text{LIN}} = \underline{D} \cdot \underline{r}. \quad (7.68)$$

Beim betrachteten iterativen Schätzer erhält man iterativ durch Anwenden linearer Funktionen die Schätzungen $\hat{\underline{d}}_{\text{IT}}(p)$. Der iterative Schätzer ist durch die lineare Vorwärtspfadfunktion und die lineare Rückwärtspfadfunktion vollständig definiert. Die

im vorhergehenden Abschnitt 7.1 betrachteten iterativen Schätzer sind Spezialfälle, bei denen die Vorwärtspfadfunktion die identische Funktion ist. Die Vorwärtspfadfunktion wird durch die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und die Rückwärtspfadfunktion wird durch die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ beschrieben. Für die Schätzungen gilt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(p) = \underline{\mathbf{F}} \cdot (\underline{\mathbf{r}} - \underline{\mathbf{R}} \cdot \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(p-1)). \quad (7.69)$$

Es stellt sich also die Frage, ob man die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ so wählen kann, daß die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(p)$, siehe (7.69), des iterativen Schätzers gegen die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{LIN}}$, siehe (7.68), eines vorgegebenen linearen Schätzers konvergiert, das heißt, daß

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(\infty) = \underline{\mathbf{D}} \cdot \underline{\mathbf{r}} \quad (7.70)$$

gilt. Zumindest für den Fall des Zero-Forcing-Schätzers ist bereits aus Abschnitt 7.2 bekannt, daß es sehr viele Pärchen von Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ gibt, für die die iterative Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(p)$ nach (7.69) gegen die Zero-Forcing-Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{ZF}}$ nach (6.24) konvergiert. Für die konkrete Wahl eines Pärchens von Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ wird man daher in der Regel weitere Kriterien wie Konvergenzgeschwindigkeit und Rechenaufwand hinzuziehen müssen.

Nachdem man geeignete Matrizen $\underline{\mathbf{F}}$ und $\underline{\mathbf{R}}$ bestimmt hat, die ohne Schätzwertverbesserung zur Konvergenz mit der gewünschten linearen Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{LIN}}$ nach (7.68) führen, kann man den Schätzer in einem weiteren Schritt um einen Schätzwertverbesserer erweitern. In der Regel wird der nichtlineare iterative Schätzer mit Schätzwertverbesserer Schätzungen liefern, die kein linearer Schätzer zu liefern vermag.

Im Falle der Konvergenz folgt aus (7.69) für den Grenzwert der iterativen Schätzung

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(\infty) = (\underline{\mathbf{F}}^{-1} + \underline{\mathbf{R}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (7.71)$$

Damit die iterative Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(p)$ nach (7.69) gegen die durch die Schätzmatrix $\underline{\mathbf{D}}$, siehe (7.68), beschriebene lineare Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{LIN}}$ nach (7.68) konvergiert, muß also

$$\underline{\mathbf{D}}^{-1} = \underline{\mathbf{F}}^{-1} + \underline{\mathbf{R}} \quad (7.72)$$

gelten. Es ist offensichtlich, daß es unendlich viele Pärchen von Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ gibt, die diese Bedingung erfüllen. Aus (7.72) folgt auch die Lösung

$$\underline{\mathbf{F}}^{-1} = \underline{\mathbf{D}}^{-1}, \quad (7.73)$$

$$\underline{\mathbf{R}} = \mathbf{0}, \quad (7.74)$$

in der der iterative Schätzer zu einem nichtiterativen linearen Schätzer entartet.

Zum Untersuchen der Konvergenz des iterativen Schätzers betrachtet man die Folge der iterativ gewonnenen Schätzungen, siehe (7.69):

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}}(p) = \sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{F}} \underline{\mathbf{R}})^j \cdot \underline{\mathbf{F}} \cdot \underline{\mathbf{r}}. \quad (7.75)$$

Die Matrix-Potenzreihe $\sum_{j=0}^{p-1} (-\underline{\mathbf{F}} \underline{\mathbf{R}})^j$ und damit auch der iterative Schätzer konvergieren, falls der Spektralradius $\rho(\underline{\mathbf{F}} \underline{\mathbf{R}})$ der Matrix $\underline{\mathbf{F}} \underline{\mathbf{R}}$ kleiner als eins ist:

$$\rho(\underline{\mathbf{F}} \underline{\mathbf{R}}) < 1. \quad (7.76)$$

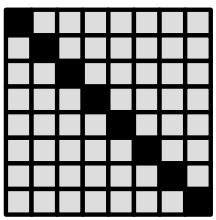
$$\underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \cdot \underline{\mathbf{e}} = \underbrace{\begin{array}{c} \text{Matrix} \\ \text{Diagram} \end{array}}_{\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}} \cdot \underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{n}}$$


Bild 7.11. Systemmodell

Im folgenden sollen die aus (7.72) folgenden Zusammenhänge der Strukturen der Schätzmatrix $\underline{\mathbf{D}}$, der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ an einigen Beispielen veranschaulicht werden. Der Einfachheit halber wird nur der Fall weißen Rauschens, siehe (2.17), betrachtet. Zum Vereinfachen der Formeln wird auf ein Normieren des Ausgangssignals der Bank signalangepaßter Filter verzichtet, siehe (6.45). Für das auf das Ausgangssignal der Bank signalangepaßter Filter bezogene Systemmodell folgt aus (2.26) und (6.45)

$$\underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{n}}, \quad (7.77)$$

siehe Bild 7.11. Auch hier erkennt man wieder, daß sowohl für den Nutzanteil des dem iterativen Interferenzeliminators zugeführten Ausgangssignals $\underline{\mathbf{r}}$ der Bank signalangepaßter Filter als auch für die Kovarianzmatrix des vom iterativen Interferenzeliminator gesehenen Rauschens $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{n}}$ nur die bezüglich einer Basistransformation, siehe (2.32) und (2.34), invariante Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}$ der empfangenen Signaturen $\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, $k = 1 \dots K$, siehe (2.13), relevant ist.

Es ist naheliegend, die Schätzmatrix $\underline{\mathbf{D}}$, siehe (7.68), derart zu wählen, daß die Einflüsse des Übertragungssystems auf die Daten exakt rückgängig gemacht werden. Aus (7.77)

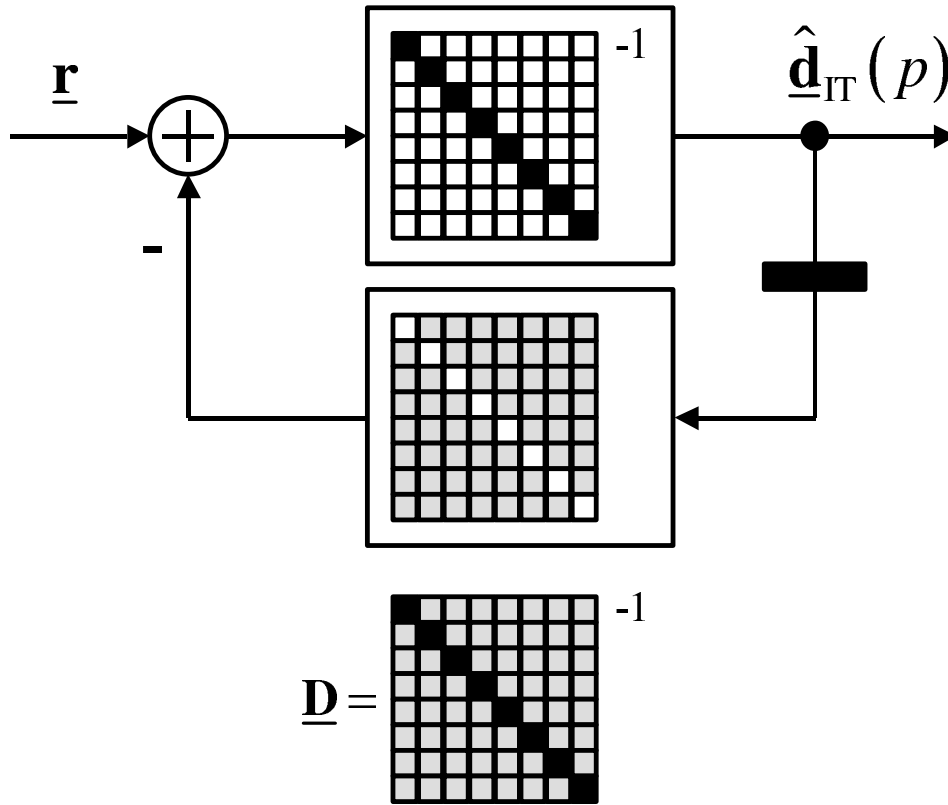


Bild 7.12. Iterative Realisierung des Zero-Forcing-Schätzers

folgt für die inverse Schätzmatrix

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{ZF}}^{-1} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}. \quad (7.78)$$

Diese Schätzmatrix entspricht der des Zero-Forcing-Schätzers, siehe (6.46). Eine der vielen möglichen Zerlegungen der inversen Schätzmatrix $\underline{\mathbf{D}}^{-1}$ in eine Summe aus inverser Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{-1}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ ist in Bild 7.12 dargestellt. Es gilt

$$\underline{\mathbf{F}}^{-1} = \text{diag}(\underline{\mathbf{D}}^{-1}) = \text{diag}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}) \quad (7.79)$$

und

$$\underline{\mathbf{R}} = \overline{\text{diag}}(\underline{\mathbf{D}}^{-1}) = \overline{\text{diag}}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}). \quad (7.80)$$

Diese Zerlegung entspricht der in Abschnitt 7.1.1 diskutierten symbolweisen parallelen Interferenzelimination und zeichnet sich durch einen besonders geringen erforderlichen Rechenaufwand aus, da zum Berechnen der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}$ und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ keine Matrixinversion erforderlich ist.

Aufgrund der Störung durch das Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ ist die Zero-Forcing-Schätzung bezüglich des Erwartungswertes des quadratischen Fehlers $E \left\{ \left\| \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{IT}} - \underline{\mathbf{d}} \right\|^2 \right\}$ der Schätzungen

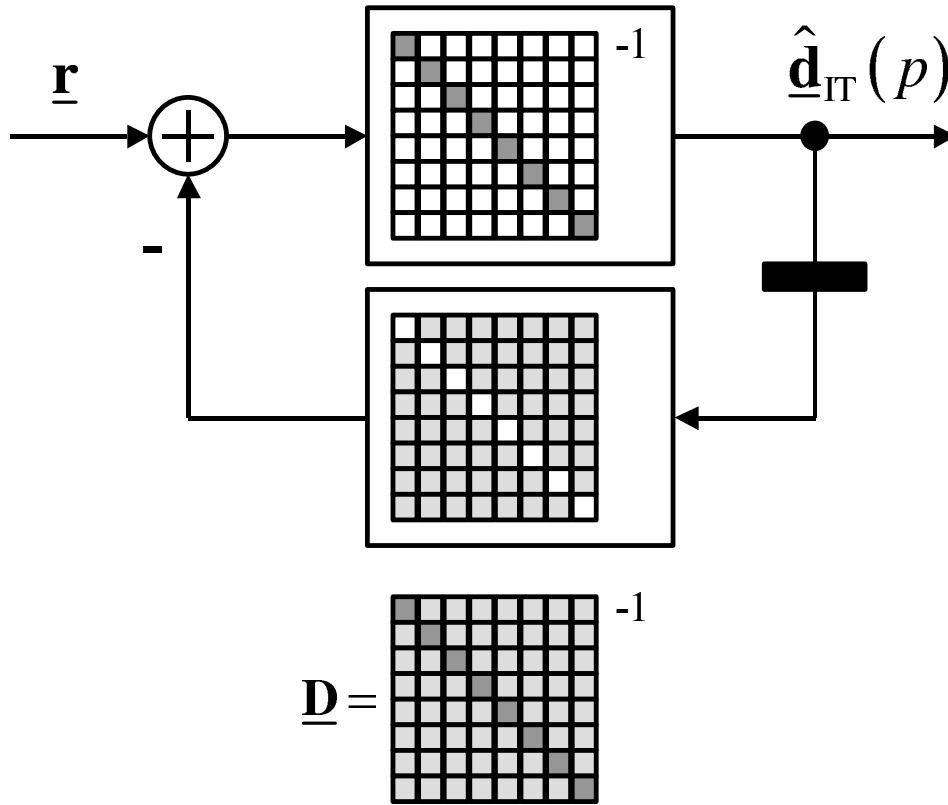


Bild 7.13. Iterative Realisierung des Minimum-Mean-Square-Error-Schätzers

suboptimal. Der bezüglich des Erwartungswertes des quadratischen Fehlers optimale Schätzer ist der Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer. Im Fall weißen Rauschens, siehe (2.17), und QPSK-modulierter Datensymbole mit

$$\left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2 = 2, \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.81)$$

siehe (2.5), folgt aus (6.36) für die inverse Schätzmatrix des Minimum-Mean-Square-Error-Schätzers

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{MMSE}}^{-1} = \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}. \quad (7.82)$$

Die zur im vorhergehenden Absatz für den Zero-Forcing-Schätzer verwendete analoge Zerlegung der inversen Schätzmatrix $\underline{\mathbf{D}}^{-1}$ in eine Summe aus inverser Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{-1}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}$ ist in Bild 7.13 dargestellt. Es gilt

$$\underline{\mathbf{F}}^{-1} = \text{diag}(\underline{\mathbf{D}}^{-1}) = \text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}\right) \quad (7.83)$$

und

$$\underline{\mathbf{R}} = \overline{\text{diag}}(\underline{\mathbf{D}}^{-1}) = \overline{\text{diag}}(\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}). \quad (7.84)$$

Es fällt auf, daß sich der hier vorgestellte iterative Zero-Forcing-Schätzer und der iterative Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer nur durch eine andere Skalierung der Schätzungen mit der diagonalen Vorwärtspfadmatrix unterscheiden [GS01]. Rechenaufwand und Realisierung eines iterativen Minimum-Mean-Square-Error-Schätzers unterscheiden sich daher nur unwesentlich von denen eines iterativen Zero-Forcing-Schätzers.

Kapitel 8

Zukünftige Verbesserung der Interferenzrekonstruktion durch Schätzwertverbessern

8.1 Schätzwertverbessern

8.1.1 Aufgabenstellung

Bild 8.1 zeigt das Blockbild eines iterativen gemeinsamen Datenschätzers mit Schätzwertverbesserung. Das Empfangssignal \underline{e} nach (2.26) wird zunächst einer Bank signalangepaßter Filter zugeführt. Das Ausgangssignal \underline{r} , siehe (6.26), der Bank signalangepaßter Filter ist bereits eine Schätzung des gesendeten Datenvektors \underline{d} nach (2.24), die jedoch im allgemeinen noch Intersymbolinterferenz und Vielfachzugriffsinterferenz enthält. In iterativen gemeinsamen Datenschätzern wird ein Teil dieser Interferenz durch Dekorrelation beseitigt, während die dann noch verbleibende Interferenz iterativ durch Rekonstruieren und Abziehen der Interferenzanteile beseitigt wird, siehe Kapitel 7. Die in der p -ten Iteration abzuziehenden Interferenzanteile werden aus der in der vorhergehenden Iteration gewonnenen Schätzung $\hat{\underline{d}}(p-1)$ des gesendeten Datenvektors \underline{d} nach (2.24) durch Multiplikation mit der Rückwärtspfadmatrix \underline{R} rekonstruiert. Nach Abziehen der rekonstruierten Interferenzanteile wird die Schätzung $\hat{\underline{d}}(p)$ des gesendeten Datenvektors \underline{d} in der p -ten Iteration durch Dekorrelation gewonnen. Die Dekorrelation wird durch die Vorwärtspfadmatrix \underline{F} beschrieben. Für eine detaillierte Beschreibung des Grundprinzips der iterativen gemeinsamen Datenschätzung siehe Kapitel 7.

Die Aufgabe des Schätzwertverbesserers ist es, aus der Schätzung $\hat{\underline{d}}(p)$ eine verbesserte Schätzung $\hat{\hat{\underline{d}}}(p)$ des gesendeten Datenvektors \underline{d} nach (2.24) zu gewinnen. Eine solche Schätzwertverbesserung basiert auf dem Ausnutzen bisher ungenutzten Wissens über den Datenvektor \underline{d} nach (2.24). In der vorliegenden Schrift wird insbesondere das Nutzen

- der Kenntnis des Modulationsalphabets und
- des Wissens, daß die gesendeten Daten durch Codieren aus einem uncodierten Datenvektor \underline{u} nach (2.22) entstanden sind, siehe Abschnitt 2.2.1,

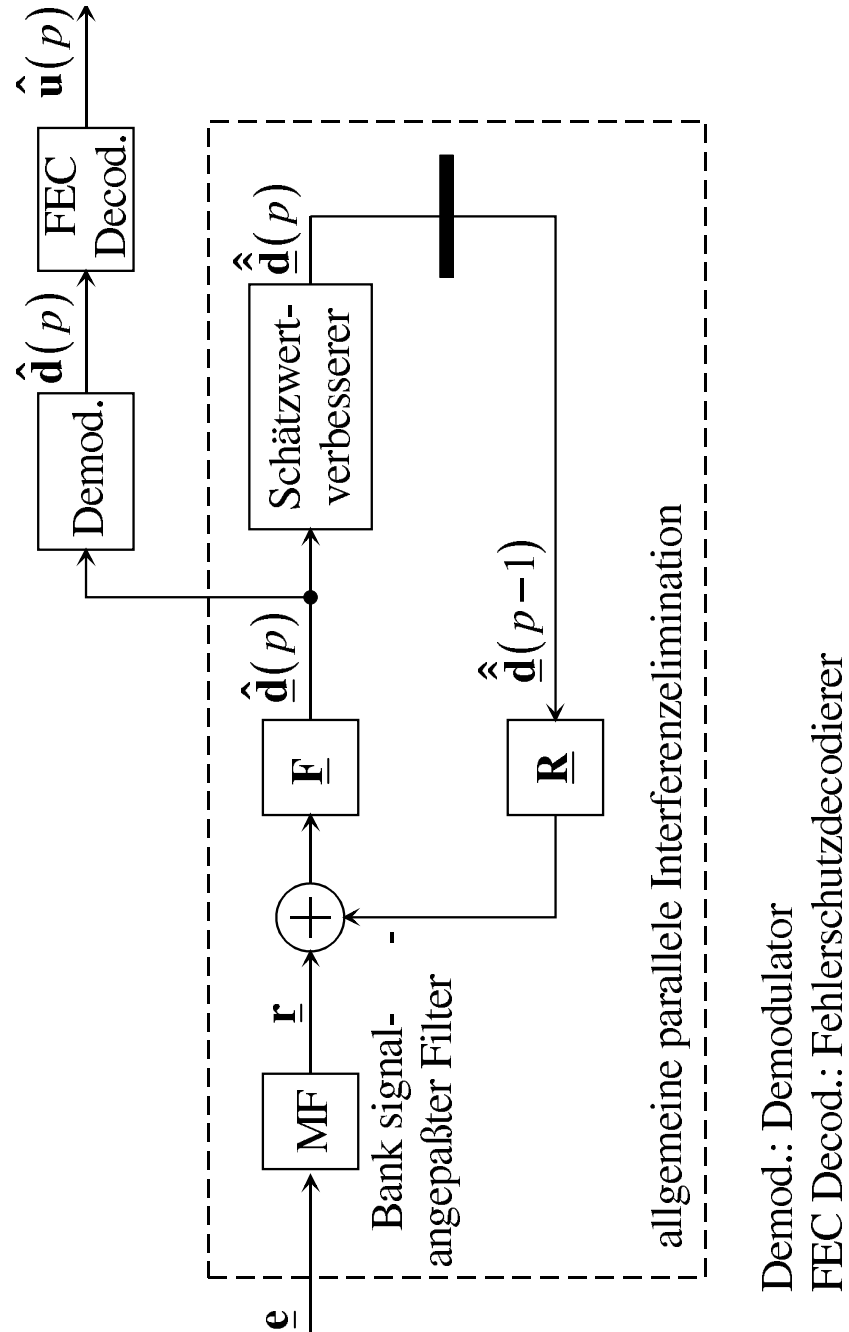


Bild 8.1. Iterative gemeinsame Datenschätzung mit Schätzwertverbessern

untersucht. Prinzipiell kann man eine iterative gemeinsame Datenschätzung auch ohne Schätzwertverbesserung durchführen, das heißt man kann

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}(p) = \underline{\hat{\mathbf{d}}}(p) \quad (8.1)$$

wählen, siehe Kapitel 7. Erste Untersuchungen in Kapitel 7 haben jedoch gezeigt, daß Konvergenzverhalten und Bitfehlerwahrscheinlichkeit der iterativen gemeinsamen Datenschätzung ohne Schätzwertverbesserung insbesondere bei großer Anzahl K an Teilnehmern unbefriedigend sind. Die ohne Schätzwertverbesserung erzielbare Performanz ist nie besser als die mit linearen Datenschätzern erzielbare Performanz. In der vorliegenden Schrift werden verschiedene Schätzwertverbesserungsverfahren zunächst isoliert von der iterativen gemeinsamen Datenschätzung beschrieben und analysiert.

8.1.2 Modellierung

Im folgenden wird nur der von Mobilstation k stammende Anteil $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, siehe (2.4), des totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$ nach (2.24) betrachtet, da die Schätzwertverbesserung separat und in gleicher Art und Weise für die Anteile $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, aller Mobilstationen durchgeführt wird. Bild 8.2 zeigt das den folgenden Betrachtungen zugrundeliegende Systemmodell. Da das Verfahren der Schätzwertverbesserung selbst nicht iterativ ist, wird im folgenden auf den Iterationsindex p verzichtet.

In der vorliegenden Schrift werden exemplarisch Schätzwertverbesserungsverfahren für eine Fehlerschutzcodierung mit einem Faltungscod, QPSK-Modulation und die zugrundeliegende BPSK-Modulation von Real- und Imaginärteil untersucht. Die vorgestellten Prinzipien der Schätzwertverbesserung sind jedoch auch auf andere Codierungsverfahren und andere lineare Modulationsarten übertragbar.

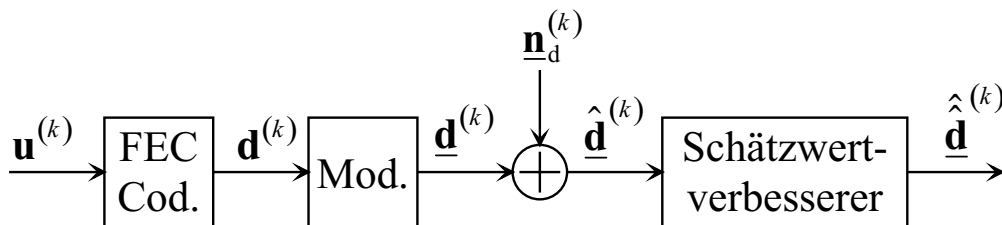


Bild 8.2. Systemmodell zur Schätzwertverbesserung

Aus dem uncodierten binären Datenvektor $\mathbf{u}^{(k)}$, siehe (2.1), der Dimension L entsteht durch Codieren mit einem Faltungscod [Fri96, Pro95, Bos92] der Rate R_c , die im

folgenden vereinfachend dem Kehrwert einer natürlichen Zahl entspreche, und der Einflußlänge L_c der codierte binäre Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$, siehe (2.2), der Dimension M , siehe (2.3). Aus dem codierten binären Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ erhält man durch QPSK-Modulieren den komplexen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, siehe (2.4), (2.5) und Bild 2.3, der Dimension N , siehe (2.6).

Es wird vereinfachend angenommen, daß die zu verbessernde Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$ des Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$ nach (2.4) erwartungstreu ist, das heißt sich als Summe des Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$ und einer mittelwertfreien Störung

$$\underline{\mathbf{n}}^{(k)} = \left(\underline{n}_{d,1}^{(k)} \dots \underline{n}_{d,N}^{(k)} \right)^T \quad (8.2)$$

darstellen läßt:

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)} = \underline{\mathbf{d}}^{(k)} + \underline{\mathbf{n}}^{(k)}. \quad (8.3)$$

Weiterhin wird vereinfachend angenommen, daß Real- und Imaginärteile der Störungen $\underline{n}_{d,n}^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, jeweils unabhängig voneinander gaußverteilt mit der gleichen Varianz

$$\text{var} \left\{ \text{Re} \left\{ \underline{n}_{d,n}^{(k)} \right\} \right\} = \text{var} \left\{ \text{Im} \left\{ \underline{n}_{d,n}^{(k)} \right\} \right\} = \sigma_d^2, \quad n = 1 \dots N, \quad (8.4)$$

sind.

Die Schätzwertverbesserung für QPSK-modulierte komplexe Datenvektoren $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$ kann man durch Demodulieren und Modulieren auf eine Schätzwertverbesserung für BPSK-modulierte reelle Datenvektoren $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) zurückführen, siehe Bild 8.3. Aus dem komplexen QPSK-modulierten geschätzten Datenvektor

$$\underline{\hat{\mathbf{d}}}^{(k)} = \left(\hat{\underline{d}}_1^{(k)} \dots \hat{\underline{d}}_N^{(k)} \right)^T \quad (8.5)$$

erhält man durch Demodulieren

$$\hat{d}_m^{(k)} = \begin{cases} \text{Re} \left\{ \hat{\underline{d}}_{(m-1)/2+1}^{(k)} \right\} & \text{falls } m \text{ ungerade,} \\ \text{Im} \left\{ \hat{\underline{d}}_{m/2}^{(k)} \right\} & \text{falls } m \text{ gerade} \end{cases} \quad (8.6)$$

den reellen BPSK-modulierten Datenvektor

$$\hat{\mathbf{d}}^{(k)} = \left(\hat{d}_1^{(k)} \dots \hat{d}_M^{(k)} \right)^T. \quad (8.7)$$

Der Schätzwertverbesserer berechnet aus diesem geschätzten Datenvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ die verbesserte Schätzung

$$\hat{\hat{\mathbf{d}}}^{(k)} = \left(\hat{\hat{d}}_1^{(k)} \dots \hat{\hat{d}}_M^{(k)} \right)^T, \quad (8.8)$$

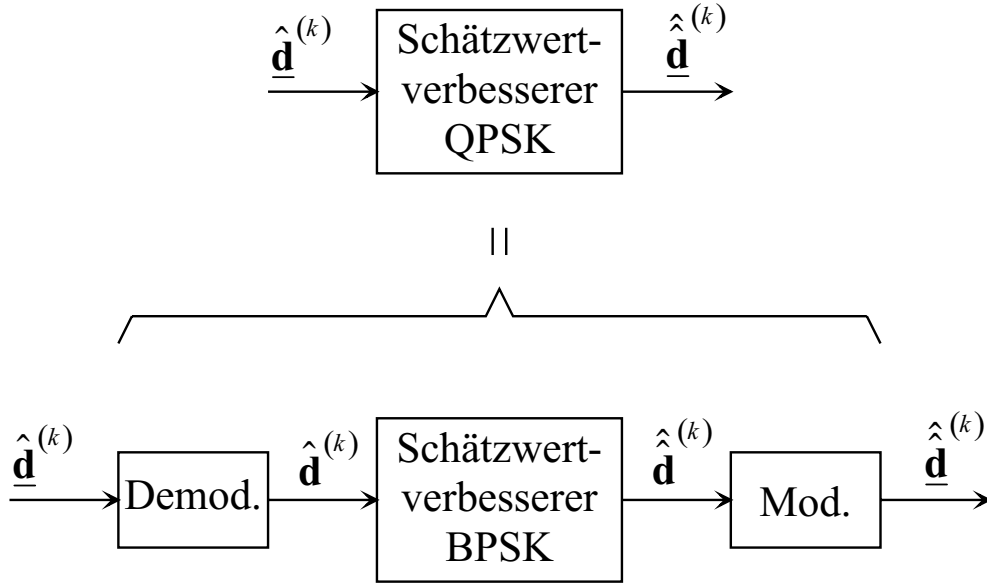


Bild 8.3. Zurückführen der Schätzwertverbesserung für QPSK-modulierte Datenvektoren $\hat{\underline{d}}^{(k)}$ auf eine Schätzwertverbesserung für BPSK-modulierte Datenvektoren $\hat{\underline{d}}^{(k)}$

aus der man durch Modulieren

$$\hat{\underline{d}}_n^{(k)} = \hat{d}_{2n-1}^{(k)} + j\hat{d}_{2n}^{(k)}, \quad n = 1 \dots N, \quad (8.9)$$

eine verbesserte Schätzung

$$\hat{\underline{d}}^{(k)} = \left(\hat{\underline{d}}_1^{(k)} \dots \hat{\underline{d}}_N^{(k)} \right)^T \quad (8.10)$$

erhält. Da die komplexwertigen Schätzungen $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, erwartungstreu sind, sind auch die reellwertigen Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, erwartungstreu. Den Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, ist eine reelle, mittelwertfreie, gaußverteilte Störung

$$\begin{aligned} \mathbf{n}_d^{(k)} &= \left(n_{d,1}^{(k)} \dots n_{d,M}^{(k)} \right)^T, \\ n_{d,m}^{(k)} &= \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \underline{n}_{d,(m-1)/2+1}^{(k)} \right\} & \text{falls } m \text{ ungerade,} \\ \operatorname{Im} \left\{ \underline{n}_{d,m/2}^{(k)} \right\} & \text{falls } m \text{ gerade} \end{cases} \end{aligned} \quad (8.11)$$

überlagert. Die einzelnen Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, sind unabhängig voneinander gaußverteilt mit der Varianz σ_d^2 . Die zugehörige Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion ist [Wha71, Pro95, SJ67]

$$p \left(n_{d,m}^{(k)} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_d} \exp \left(-\frac{1}{2\sigma_d^2} n_{d,m}^{(k)2} \right), \quad m = 1 \dots M. \quad (8.12)$$

Tabelle 8.1. Exemplarische Faltungscodes maximaler freier Distanz

Rate R_c	Einflußlänge L_c	Generatorpolynome	freie Distanz d_f
$\frac{1}{2}$	3	$g_1 = [101]$ $g_2 = [111]$	5
$\frac{1}{2}$	5	$g_1 = [10011]$ $g_2 = [11101]$	7
$\frac{1}{2}$	7	$g_1 = [1011011]$ $g_2 = [1111001]$	10
$\frac{1}{4}$	3	$g_1 = [101]$ $g_2 = [111]$ $g_3 = [111]$ $g_4 = [111]$	10
$\frac{1}{4}$	5	$g_1 = [10101]$ $g_2 = [10111]$ $g_3 = [11011]$ $g_4 = [11111]$	16
$\frac{1}{4}$	7	$g_1 = [1011101]$ $g_2 = [1011101]$ $g_3 = [1100111]$ $g_4 = [1110011]$	20

Aus (8.12) folgt die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$p\left(\hat{d}_m^{(k)} | d_m^{(k)} = \pm 1\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_d} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_d^2} \left(\hat{d}_m^{(k)} \mp 1\right)^2\right), \quad m = 1 \dots M, \quad (8.13)$$

der geschätzten Datensymbole $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$. Auch höherstufige QAM-Modulationsarten kann man nach dem gleichen hier geschilderten Prinzip auf höherstufige PAM-Modulationsarten zurückführen [Pro95].

In der vorliegenden Schrift werden für exemplarische Simulationen der Schätzwertverbesserungsverfahren mit Auswerten der Fehlerschutzcodierung die Faltungscodes aus Tabelle 8.1 verwendet [Pro95]. Es handelt sich um Faltungscodes maximaler freier Distanz d_f .

8.1.3 Gütekriterien

Die durch Schätzwertverbesserung gewonnenen verbesserten Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, der Datensymbole $d_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, werden in iterativen gemeinsamen Datenschätzern zum näherungsweisen Rekonstruieren und Eliminieren der durch das Senden der Datensymbole $d_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, verursachten Interferenzen verwendet. Infolge

der Schätzfehler $\hat{d}_m^{(k)} - d_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, gelingt es nicht, die Interferenzen vollständig zu eliminieren. Es verbleiben Interferenzbeiträge, deren Energien aufgrund der linearen Rekonstruktion proportional zu den Quadraten $\left(\hat{d}_m^{(k)} - d_m^{(k)}\right)^2$, $m = 1 \dots M$, der Schätzfehler sind. Um von den Quadraten der Schätzfehler zu geeigneten Gütekriterien zu gelangen, ist es sinnvoll,

- die Erwartungswerte bezüglich verschiedener Realisationen der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.11), zu bilden und
- eine bei der hier betrachteten BPSK-Modulation redundante Normierung auf die Quadrate

$$\left(d_m^{(k)}\right)^2 = 1, \quad m = 1 \dots M, \quad (8.14)$$

der wahren Datensymbole vorzunehmen.

Im folgenden werden die Signal-Stör-Verhältnisse

$$\gamma_{\text{out},m}^{(k)} = \frac{\left(d_m^{(k)}\right)^2}{\text{E} \left\{ \left(\hat{d}_m^{(k)} - d_m^{(k)}\right)^2 \right\}} = \frac{1}{\text{E} \left\{ \left(\hat{d}_m^{(k)} - d_m^{(k)}\right)^2 \right\}}, \quad m = 1 \dots M, \quad (8.15)$$

und das mittlere Signal-Stör-Verhältnis

$$\gamma_{\text{out}}^{(k)} = \frac{\sum_{m=1}^M \gamma_{\text{out},m}^{(k)}}{M} \quad (8.16)$$

als Gütekriterien verwendet. Diese Signal-Stör-Verhältnisse hängen ab

- von dem verwendeten Schätzwertverbesserungsverfahren,
- der Varianz σ_d^2 der überlagerten Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, nach (8.11) und
- im Falle des Auswertens der Fehlerschutzcodierung durch das Schätzwertverbesserungsverfahren auch vom eingesetzten Fehlerschutzcode.

Analog zu (8.15) kann man auch Signal-Stör-Verhältnisse

$$\gamma_{\text{in},m}^{(k)} = \frac{\left(d_m^{(k)}\right)^2}{\text{E} \left\{ \left(\hat{d}_m^{(k)} - d_m^{(k)}\right)^2 \right\}}, \quad m = 1 \dots M, \quad (8.17)$$

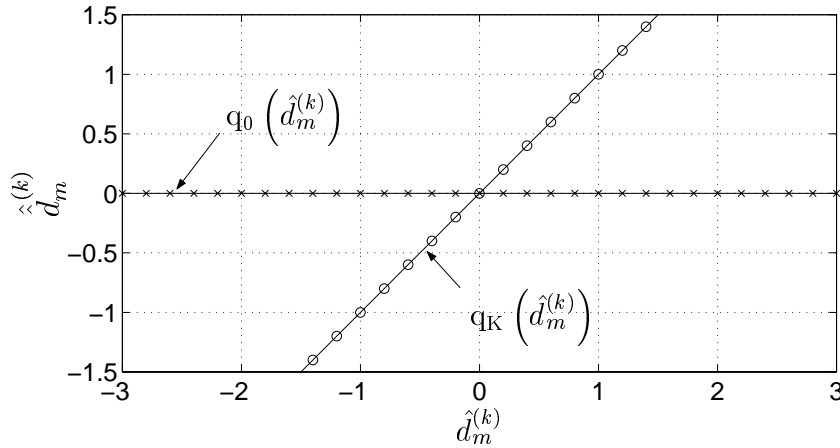


Bild 8.4. Triviale Quantisierungsfunktionen

am Eingang des Schätzwertverbesserers definieren. Hier gilt infolge der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$ mit der Varianz σ_d^2

$$\gamma_{\text{in},m}^{(k)} = \gamma_{\text{in}}^{(k)} = \frac{1}{\sigma_d^2}, \quad m = 1 \dots M. \quad (8.18)$$

Abschließend sollen noch zwei triviale Schätzwertverbesserungsverfahren betrachtet werden, die später zum Bewerten der Performanz realer Schätzwertverbesserungsverfahren benötigt werden. Ein bereits erwähnter trivialer Entartungsfall der Schätzwertverbesserung besteht darin, keine Schätzwertverbesserung durchzuführen, das heißt

$$\hat{d}_{K,m}^{(k)} = \hat{d}_m^{(k)}, \quad m = 1 \dots M, \quad (8.19)$$

zu wählen. Mit (8.15) und (8.18) folgt

$$\gamma_{\text{out},K,m}^{(k)} = \gamma_{\text{in},m}^{(k)} = \frac{1}{\sigma_d^2}, \quad m = 1 \dots M. \quad (8.20)$$

Eine weitere einfache entartete Möglichkeit der Schätzwertverbesserung besteht darin, den Nullvektor als verbesserte Schätzung $\hat{\mathbf{d}}_0^{(k)}$ zu verwenden, das heißt es gilt

$$\hat{d}_{0,m}^{(k)} = 0, \quad m = 1 \dots M. \quad (8.21)$$

Mit (8.15) folgt

$$\gamma_{\text{out},0,m}^{(k)} = 1, \quad m = 1 \dots M. \quad (8.22)$$

Falls die Varianz σ_d^2 der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$ größer als eins ist, ergibt sich in der Tat eine Schätzwertverbesserung.

Die beiden vorgestellten trivialen Schätzwertverbesserungsverfahren arbeiten symbolweise. Symbolweise arbeitende Schätzwertverbesserungsverfahren werden als Quantisierungsverfahren bezeichnet [KFB02, INF01, Pro95, MJWT01]. Da Quantisierungsverfahren in gleicher Art und Weise auf jedes geschätzte Datensymbol $\hat{d}_m^{(k)}$, $1 \dots M$, angewendet werden, wird im folgenden nur die Quantisierung für ein isoliertes, beliebiges Datensymbol betrachtet. Quantisierungsverfahren sind durch die Quantisierungsfunktion

$$q\left(\hat{d}_m^{(k)}\right) = \hat{d}_m^{(k)}, \quad (8.23)$$

die dem geschätzten Datensymbol $\hat{d}_m^{(k)}$ eine verbesserte Schätzung $\hat{\hat{d}}_m^{(k)}$ zuordnet, vollständig definiert. Bild 8.4 zeigt die Graphen der Quantisierungsfunktion

$$q_K\left(\hat{d}_m^{(k)}\right) = \hat{d}_m^{(k)} \quad (8.24)$$

für den Fall, daß keine Schätzwertverbesserung durchgeführt wird, und

$$q_0\left(\hat{d}_m^{(k)}\right) = 0 \quad (8.25)$$

für den Fall, daß der Wert Null als verbesserte Schätzung verwendet wird.

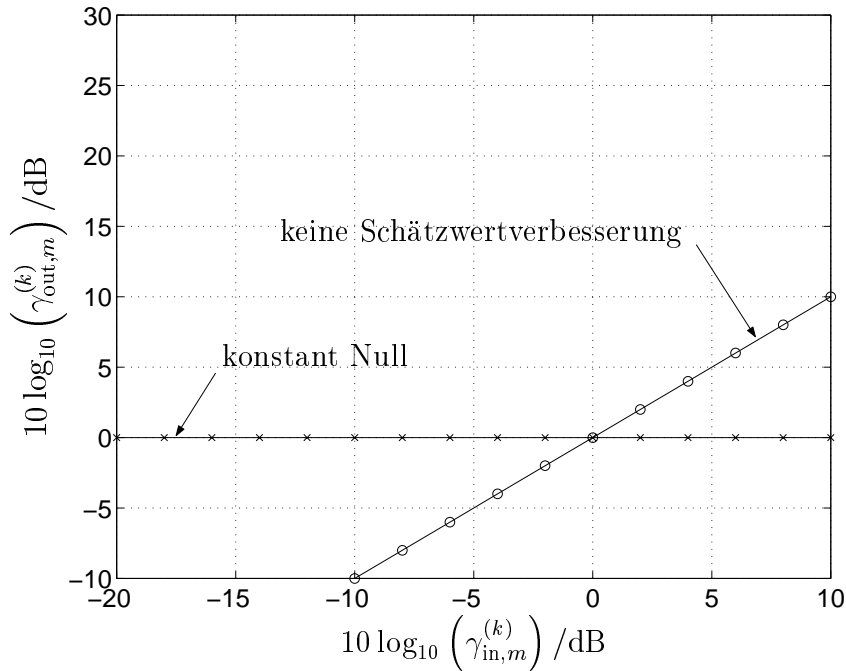


Bild 8.5. Performanz trivialer Quantisierungsverfahren

Eine übersichtliche graphische Darstellung der Performanz eines Schätzwertverbesserungsverfahrens erhält man, wenn man $\gamma_{out,m}^{(k)}$ nach (8.15) abhängig von $\gamma_{in,m}^{(k)}$ nach (8.17) aufträgt. In Bild 8.5 ist die Performanz trivialer Quantisierungsverfahren dargestellt.

8.2 Quantisieren

8.2.1 Hartes Quantisieren

Da bei digitaler Nachrichtenübertragung nur diskrete Werte für das Datensymbol $d_m^{(k)}$ vorkommen, besteht ein erstes naheliegendes, als hartes Quantisieren bezeichnetes Schätzwertverbesserungsverfahren darin, die verbesserte Schätzung $\hat{d}_{H,m}^{(k)}$ gleich dem diskreten Datensymbolwert zu wählen, dessen Abstand zum geschätzten Datensymbolwert $\hat{d}_m^{(k)}$ am geringsten ist [KFB02, INF01, Pro95, MJWT01]. Wenn es mehrere nächste diskrete Datensymbolwerte gibt, so wird der Mittelwert der in Frage kommenden diskreten Datensymbolwerte verwendet. Bei BPSK-Modulation erhält man die in Bild 8.6 dargestellte harte Quantisierungsfunktion

$$q_H \left(\hat{d}_m^{(k)} \right) = \text{sign} \left(\hat{d}_m^{(k)} \right) = \begin{cases} 1 & \text{falls } \hat{d}_m^{(k)} > 0, \\ 0 & \text{falls } \hat{d}_m^{(k)} = 0, \\ -1 & \text{falls } \hat{d}_m^{(k)} < 0. \end{cases} \quad (8.26)$$

Das harte Quantisieren ist folglich ein Quantisierungsverfahren, das ausschließlich die Kenntnis des Modulationsalphabets nutzt. Hartes Quantisieren kann prinzipiell auch bei anderen linearen digitalen Modulationsverfahren eingesetzt werden. Hier wird jedoch exemplarisch nur das harte Quantisieren für BPSK-Modulation untersucht.

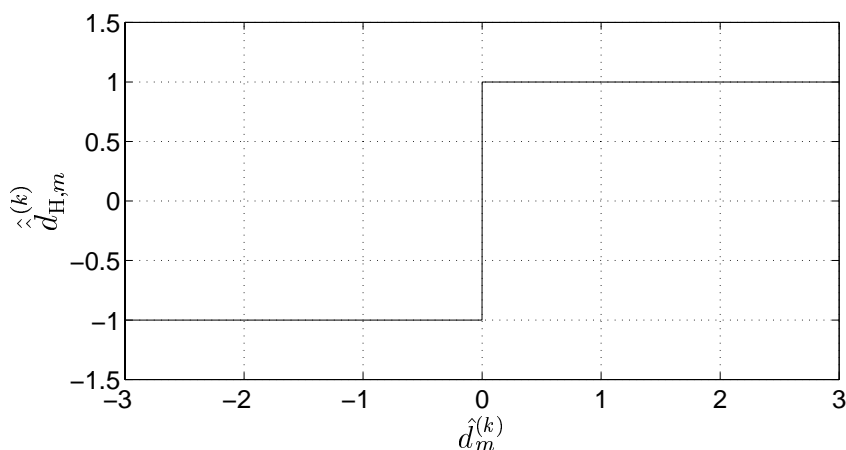


Bild 8.6. Harte Quantisierungsfunktion $q_H \left(\hat{d}_m^{(k)} \right)$ nach (8.26)

Die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der verbesserten Schätzung $\hat{d}_{H,m}^{(k)}$ ergibt sich per Zufallsvariablentransformation mit der Transformationsfunktion (8.26) aus der

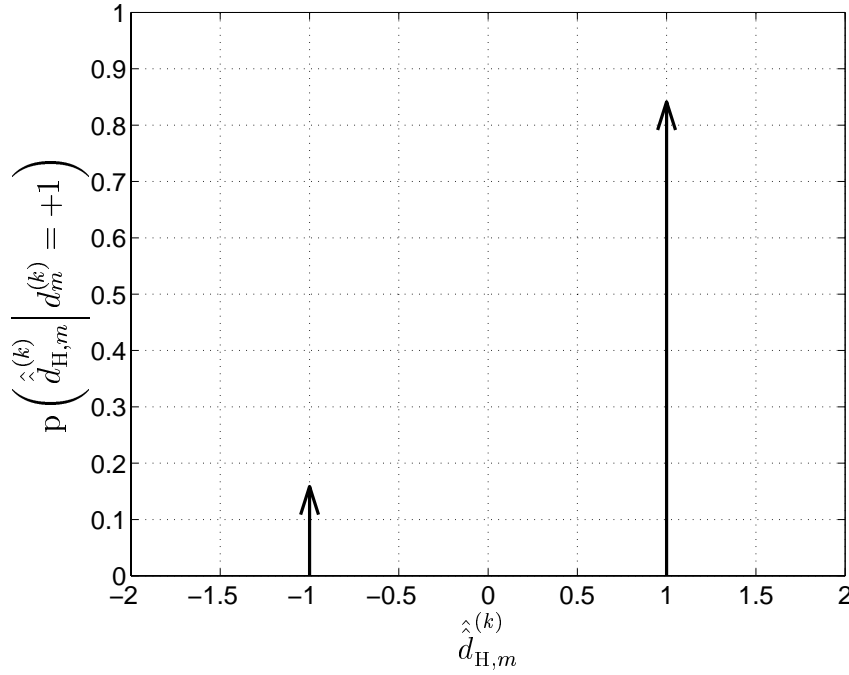


Bild 8.7. Bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der verbesserten Schätzung $\hat{d}_{H,m}^{(k)}$ nach (8.26) bei hartem Quantisieren; $d_m^{(k)} = +1$, $\sigma_d^2 = 1$

bedingten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (8.13) des geschätzten Datensymbols $\hat{d}_m^{(k)}$. Man erhält die in Bild 8.7 für $d_m^{(k)} = +1$ und $\sigma_d^2 = 1$ gezeigte bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$\begin{aligned} p\left(\hat{d}_{H,m}^{(k)} \mid d_m^{(k)} = \pm 1\right) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_d}\right) \cdot \delta\left(\hat{d}_{H,m}^{(k)} \pm 1\right) \\ &+ \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_d}\right)\right) \cdot \delta\left(\hat{d}_{H,m}^{(k)} \mp 1\right). \end{aligned} \quad (8.27)$$

Die durch hartes Quantisieren gewonnene verbesserte Schätzung $\hat{d}_{H,m}^{(k)}$, siehe (8.26), ist nicht fehlerfrei. Ein Fehler tritt auf,

- falls sich der Quantisierer für $\hat{d}_{H,m}^{(k)} = -1$ entscheidet, obwohl der wahre Wert $d_m^{(k)} = 1$ ist, oder
- falls sich der Quantisierer für $\hat{d}_{H,m}^{(k)} = 1$ entscheidet, obwohl der wahre Wert $d_m^{(k)} = -1$ ist.

Aus (8.27) folgt die Wahrscheinlichkeit

$$P_F = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_d} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{\text{in},m}^{(k)}}{2}} \right) \quad (8.28)$$

für eine solche Fehlentscheidung. Für den Erwartungswert des quadratischen Fehlers folgt

$$E \left\{ \left(\hat{d}_{\text{H},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\} = 2 \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_d} \right) = 2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{\text{in},m}^{(k)}}{2}} \right). \quad (8.29)$$

Der Erwartungswert $E \left\{ \left(\hat{d}_{\text{H},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\}$ des quadratischen Fehlers ist unabhängig von den A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\Pr \{d_m^{(k)} = \pm 1\}$. Das Signal-Stör-Verhältnis (8.15) am Ausgang des harten Quantisierers ergibt sich schließlich zu

$$\gamma_{\text{out,H},m}^{(k)} = \frac{1}{2 \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_d} \right)} = \frac{1}{2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{\text{in},m}^{(k)}}{2}} \right)}. \quad (8.30)$$

In Bild 8.8 ist $\gamma_{\text{out,H},m}^{(k)}$ abhängig von $\gamma_{\text{in},m}^{(k)}$ dargestellt.

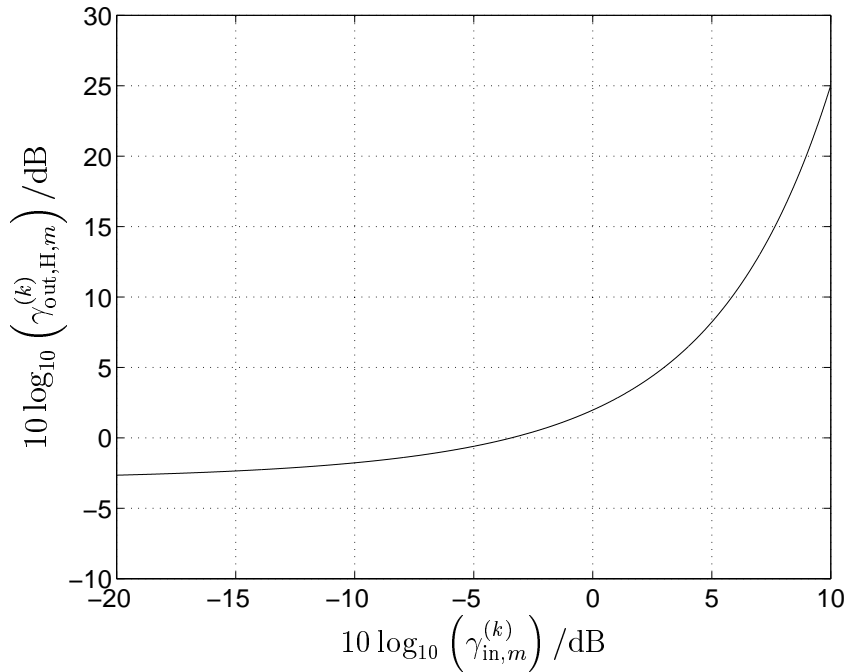


Bild 8.8. Performanz harter Quantisierung

8.2.2 Weiches Quantisieren

Beim Vergleichen der Graphen in den Bildern 8.5 und 8.8 stellt man fest, daß das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out,H},m}^{(k)}$ nach (8.30) am Ausgang des harten Quantisierers bei kleinen Signal-Stör-Verhältnissen $\gamma_{\text{in},m}^{(k)}$, siehe (8.17), kleiner ist als das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out,0},m}^{(k)}$ nach (8.22) am Ausgang eines trivialen Schätzwertverbesserers, der konstant Null ausgibt. Der harte Quantisierer ist folglich bezüglich des erzielten Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_{\text{out,H},m}^{(k)}$ nach (8.30) suboptimal.

Der weiche Quantisierer ist ein Quantisierer, der bezüglich des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_{\text{out,W},m}^{(k)}$ optimal ist. Ein Maximieren des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_{\text{out,W},m}^{(k)}$ ist gleichbedeutend einem Minimieren des Erwartungswertes $E \left\{ \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\}$ des quadratischen Fehlers, siehe (8.15). Es gilt [Bos86]

$$\text{var} \left\{ \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right\} = E \left\{ \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\} - \left(E \left\{ \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right\} \right)^2. \quad (8.31)$$

Die Schätzungen $\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)}$ und $\hat{d}_m^{(k)}$ sind dem weichen Quantisierer bekannte feste Größen, und das gesendete Datensymbol $d_m^{(k)}$ ist aus der Sicht des Quantisierers eine binäre Zufallsvariable, deren bedingte Wahrscheinlichkeiten

$$\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} = \frac{p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} = \pm 1 \right) \cdot \Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \right\}}{p \left(\hat{d}_m^{(k)} \right)} \quad (8.32)$$

dem weichen Quantisierer bekannt seien, das heißt, dem weichen Quantisierer sind die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(n_{\text{d},m})$ der Störung nach (8.12), aus der direkt die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} = \pm 1 \right)$, siehe (8.13), der geschätzten Datensymbole folgt, und die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \right\}$ bekannt. Der Proportionalitätsfaktor $p \left(\hat{d}_m^{(k)} \right)$ kann aus der Nebenbedingung

$$\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} + \Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} = 1 \quad (8.33)$$

berechnet werden. Aus (8.31) folgt für den Erwartungswert des quadratischen Fehlers

$$E \left\{ \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\} = \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - E \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} \right)^2 + \text{var} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}. \quad (8.34)$$

Der Erwartungswert des quadratischen Fehlers wird offensichtlich für

$$\begin{aligned} q_{\text{W}} \left(\hat{d}_m^{(k)} \right) &= \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} = E \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} \\ &= (+1) \cdot \Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} + (-1) \cdot \Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} \end{aligned} \quad (8.35)$$

minimal.

Das zum Berechnen der verbesserten Schätzung $\hat{d}_{w,m}^{(k)}$ nach (8.35) durch den weichen Quantisierer benötigte Wissen über das gesendete Datensymbol $d_m^{(k)}$ ist in den beiden wegen (8.33) abhängigen reellen Variablen $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}$ und $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}$ enthalten. Zum Vereinfachen der Formeln ist es allgemein üblich, die beiden Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}$ und $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}$ einer solchen binären Zufallsvariable in einem Log-Likelihood-Verhältnis

$$L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} = \ln \left(\frac{\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}}{\Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}} \right) \quad (8.36)$$

zusammenzufassen [Hag97]. Mit (8.32) kann man das Log-Likelihood-Verhältnis $L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}$ der A-posteriori-Wahrscheinlichkeiten nach (8.36) als Summe des Log-Likelihood-Verhältnisses $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\}$ der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten der Schätzungen und des Log-Likelihood-Verhältnisses $L \left\{ d_m^{(k)} \right\}$ der A-priori-Wahrscheinlichkeiten darstellen [Hag97]:

$$L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} = \underbrace{\ln \left(\frac{p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} = +1 \right)}{p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} = -1 \right)} \right)}_{L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\}} + \underbrace{\ln \left(\frac{\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \right\}}{\Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \right\}} \right)}_{L \left\{ d_m^{(k)} \right\}}. \quad (8.37)$$

Im häufig betrachteten Fall einer Gleichverteilung

$$\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \right\} = \frac{1}{2} \quad (8.38)$$

der gesendeten Datensymbole $d_m^{(k)}$ ist das Log-Likelihood-Verhältnis $L \left\{ d_m^{(k)} \right\}$ der A-priori-Wahrscheinlichkeiten Null [Hag97]:

$$L \left\{ d_m^{(k)} \right\} = 0. \quad (8.39)$$

Aus dem Log-Likelihood-Verhältnis $L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}$ nach (8.36) lassen sich wieder die Wahrscheinlichkeiten

$$\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} = \frac{\exp \left(\pm \frac{1}{2} L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} \right)}{\exp \left(+ \frac{1}{2} L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(- \frac{1}{2} L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} \right)} \quad (8.40)$$

berechnen [Hag97]. Mathematisch gesehen handelt es sich bei der Abbildung von Wahrscheinlichkeiten auf Log-Likelihood-Verhältnisse um einen Isomorphismus [HW86], der

den Vorteil bietet, daß die häufig benötigten Verknüpfungen mit Log-Likelihood-Verhältnissen wesentlich einfacher berechenbar sind. Aus (8.35) folgt mit (8.40) und (8.37) die weiche Quantisierungsfunktion

$$\begin{aligned} q_w \left(\hat{d}_m^{(k)} \right) &= \hat{d}_{w,m}^{(k)} = E \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\} = \tanh \left(\frac{L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{d}_m^{(k)} \right\}}{2} \right) \\ &= \tanh \left(\frac{L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\} + L \left\{ d_m^{(k)} \right\}}{2} \right). \end{aligned} \quad (8.41)$$

Diese mathematisch elegante Darstellung mit Log-Likelihood-Verhältnissen ist nur im Fall der hier betrachteten QPSK-Modulation und der zugrundeliegenden BPSK-Modulation möglich. Die hier und im folgenden hergeleiteten Schätzwertverbesserungsprinzipien lassen sich dennoch auch im Fall höherstufiger Modulationsarten anwenden. Man muß dann jedoch mit den einzelnen Wahrscheinlichkeiten rechnen.

Im hier betrachteten Fall gaußverteilter Störung $n_{d,m}^{(k)}$ läßt sich das Log-Likelihood-Verhältnis $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\}$, siehe (8.37), der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichte der Schätzung auf einfache Weise aus der Schätzung $\hat{d}_m^{(k)}$ berechnen. Aus (8.37) folgt mit (8.13) [Hag97]

$$L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\} = \ln \left(\frac{\exp \left(-\frac{1}{2\sigma_d^2} \left(\hat{d}_m^{(k)} - 1 \right)^2 \right)}{\exp \left(-\frac{1}{2\sigma_d^2} \left(\hat{d}_m^{(k)} + 1 \right)^2 \right)} \right) = \frac{2\hat{d}_m^{(k)}}{\sigma_d^2}. \quad (8.42)$$

Durch Einsetzen von (8.42) in (8.41) erhält man für die weiche Quantisierungsfunktion [WM02a, MJWT01]

$$q_w \left(\hat{d}_m^{(k)} \right) = \tanh \left(\frac{\hat{d}_m^{(k)}}{\sigma_d^2} + \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \right\}}{2} \right). \quad (8.43)$$

Im Fall gleichverteilter Datensymbole, siehe (8.38) und (8.39), vereinfacht sich die weiche Quantisierungsfunktion zu [INF01, KFB02, WM02a, MJWT01, FR97]

$$q_w \left(\hat{d}_m^{(k)} \right) = \tanh \left(\frac{\hat{d}_m^{(k)}}{\sigma_d^2} \right). \quad (8.44)$$

Die weiche Quantisierungsfunktion nach (8.43) und (8.44) ist in Bild 8.9 und 8.10 für verschiedene Parameter dargestellt. Man erkennt,

- daß die weiche Quantisierungsfunktion mit sinkender Varianz σ_d^2 der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$ immer steiler verläuft um für $\sigma_d^2 \rightarrow 0$ gegen die harte Quantisierungsfunktion nach (8.26) zu konvergieren, siehe auch Bild 8.6, und

- daß sich die weiche Quantisierungsfunktion mit zunehmender A-priori-Wahrscheinlichkeit $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \right\}$ und entsprechend abnehmender A-priori-Wahrscheinlichkeit $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \right\}$ horizontal nach rechts verschiebt.

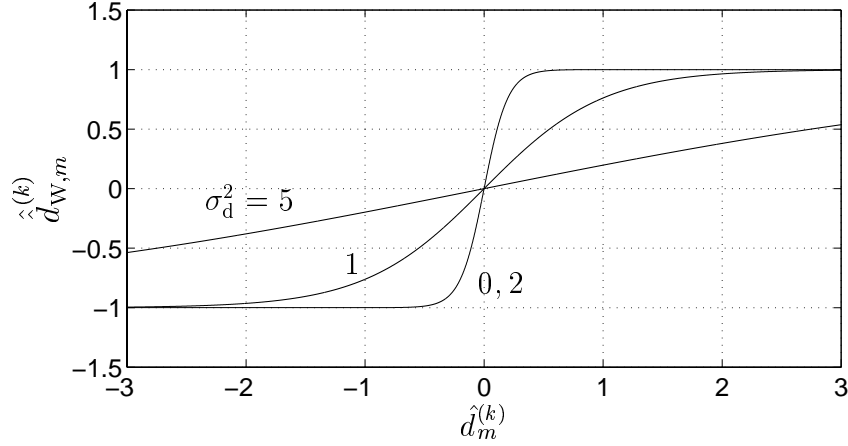


Bild 8.9. Weiche Quantisierungsfunktion $q_W \left(\hat{d}_m^{(k)} \right)$ nach (8.44); $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \right\} = \frac{1}{2}$; Parameter: σ_d^2

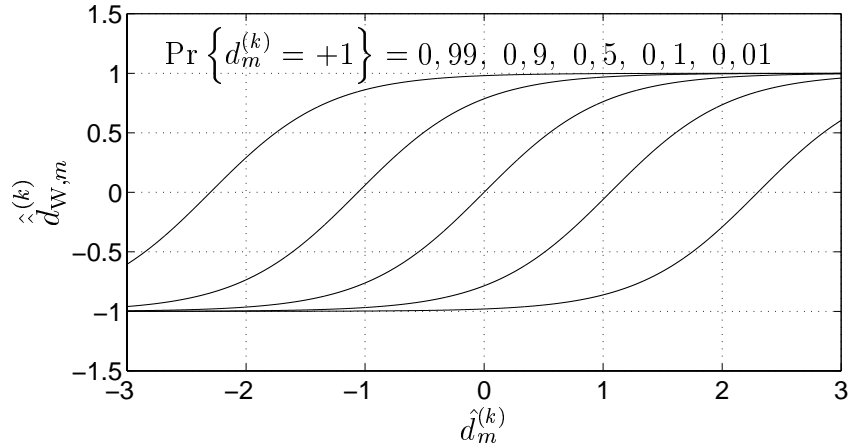


Bild 8.10. Weiche Quantisierungsfunktion $q_W \left(\hat{d}_m^{(k)} \right)$ nach (8.43); $\sigma_d^2 = 1$; Parameter: $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \right\}$

Die in Bild 8.11 und 8.12 dargestellte bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der verbesserten Schätzung $\hat{d}_{W,m}^{(k)}$ ergibt sich per Zufallsvariablentransformation mit der Transformationsfunktion (8.43) aus der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

(8.13) des geschätzten Datensymbols $\hat{d}_m^{(k)}$:

$$p\left(\hat{d}_{W,m}^{(k)} \middle| d_m^{(k)} = \pm 1\right) = \frac{\sigma_d}{\sqrt{2\pi} \left(1 - \hat{d}_{W,m}^{(k)}\right) \left(1 + \hat{d}_{W,m}^{(k)}\right)} \cdot \exp\left(-\frac{\sigma_d^2}{2} \left(\operatorname{atanh}\left(\hat{d}_{W,m}^{(k)}\right) - \frac{L\left\{d_m^{(k)}\right\}}{2} \mp \frac{1}{\sigma_d^2}\right)^2\right). \quad (8.45)$$

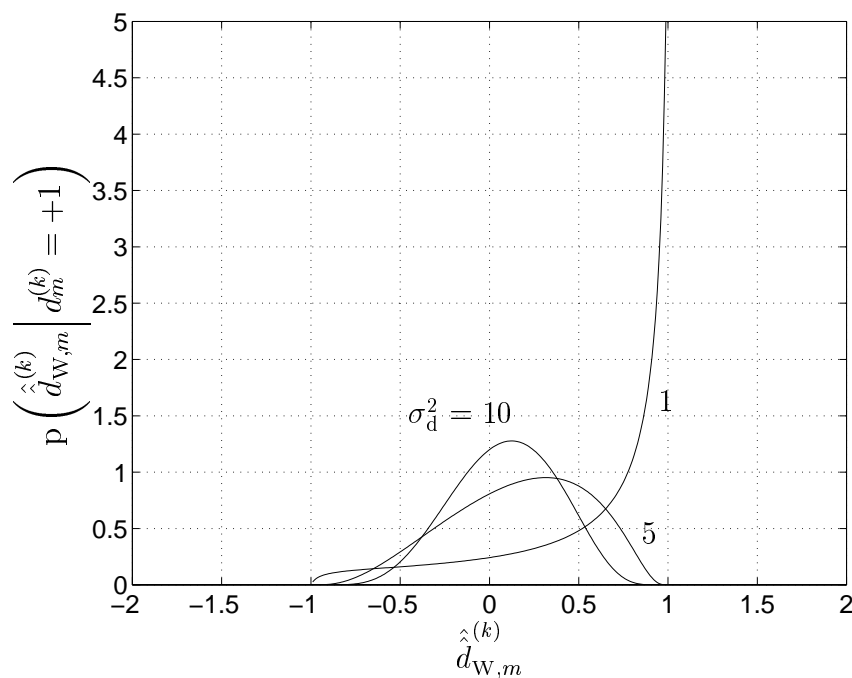


Bild 8.11. Bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p\left(\hat{d}_{W,m}^{(k)} \middle| d_m^{(k)} = +1\right)$ nach (8.45) der verbesserten Schätzung $\hat{d}_{W,m}^{(k)}$ bei weichem Quantisieren; $d_m^{(k)} = +1$, $\Pr\left\{d_m^{(k)} = \pm 1\right\} = \frac{1}{2}$; Parameter: σ_d^2

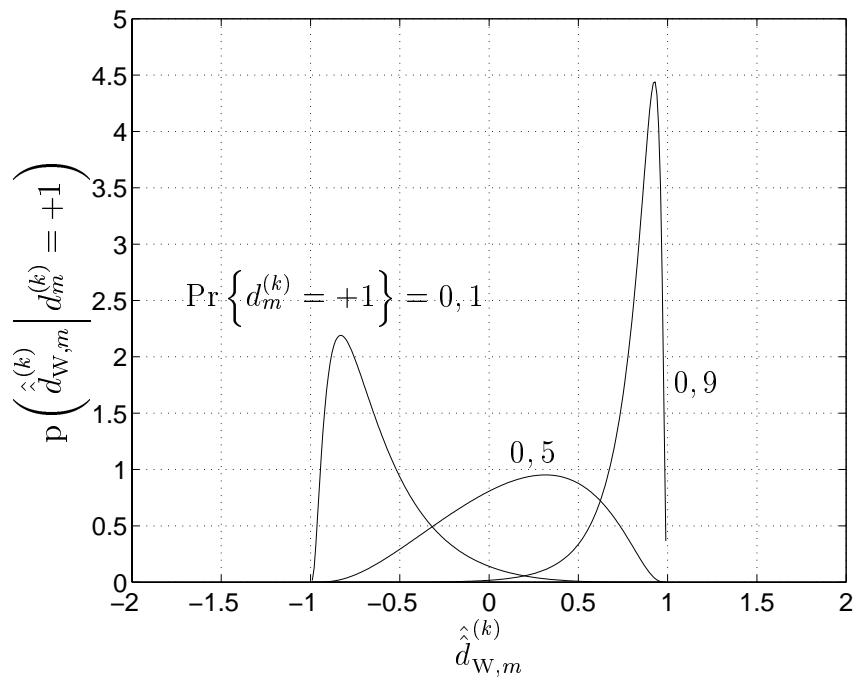


Bild 8.12. Bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p\left(\hat{d}_{W,m}^{(k)} \mid d_m^{(k)} = +1\right)$ nach (8.45) der verbesserten Schätzung $\hat{d}_{W,m}^{(k)}$ bei weichem Quantisieren; $d_m^{(k)} = +1$, $\sigma_d^2 = 5$; Parameter: $\Pr\{d_m^{(k)} = +1\}$

Der Erwartungswert des quadratischen Fehlers am Ausgang des Schätzwertverbesserers berechnet sich zu

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \left\{ \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\} \\
&= \Pr \{ d_m^{(k)} = +1 \} \cdot \int_{-1}^{+1} \left(1 - \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right)^2 \text{p} \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \middle| d_m^{(k)} = +1 \right) d\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \\
&+ \Pr \{ d_m^{(k)} = -1 \} \cdot \int_{-1}^{+1} \left(1 + \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right)^2 \text{p} \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \middle| d_m^{(k)} = -1 \right) d\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \\
&= \frac{\exp \left(+\frac{1}{2}L \left\{ d_m^{(k)} \right\} \right)}{\exp \left(+\frac{1}{2}L \left\{ d_m^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2}L \left\{ d_m^{(k)} \right\} \right)} \\
&\cdot \int_{-1}^{+1} \frac{\sigma_d \left(1 - \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right)}{\sqrt{2\pi} \left(1 + \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right)} \exp \left(-\frac{\sigma_d^2}{2} \left(\text{atanh} \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right) - \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \right\}}{2} - \frac{1}{\sigma_d^2} \right)^2 \right) d\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \\
&+ \frac{\exp \left(-\frac{1}{2}L \left\{ d_m^{(k)} \right\} \right)}{\exp \left(+\frac{1}{2}L \left\{ d_m^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2}L \left\{ d_m^{(k)} \right\} \right)} \\
&\cdot \int_{-1}^{+1} \frac{\sigma_d \left(1 + \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right)}{\sqrt{2\pi} \left(1 - \hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right)} \exp \left(-\frac{\sigma_d^2}{2} \left(\text{atanh} \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} \right) - \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \right\}}{2} + \frac{1}{\sigma_d^2} \right)^2 \right) d\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)}.
\end{aligned} \tag{8.46}$$

Dem Verfasser der vorliegenden Schrift ist keine geschlossene Lösung der Integrale in (8.46) bekannt. Aus dem Erwartungswert des quadratischen Fehlers folgt mit (8.15) das Signal-Stör-Verhältnis

$$\gamma_{\text{out,W},m}^{(k)} = \frac{1}{\mathbb{E} \left\{ \left(\hat{d}_{\text{W},m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\}} \tag{8.47}$$

am Ausgang des weichen Quantisierers.

Der Einfluß der A-priori-Information $L \left\{ d_m^{(k)} \right\}$ auf das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out,W},m}^{(k)}$ nach (8.47) soll anhand von Grenzwertbetrachtungen untersucht werden. Für sehr große Varianz $\sigma_d^2 \rightarrow \infty$ der Störung und damit sehr kleines Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{in},m}^{(k)} \rightarrow 0$ nach (8.18) am Eingang des Schätzwertverbesserers erhält man aus (8.43)

den Grenzwert der weichen Quantisierungsfunktion

$$\lim_{\sigma_d^2 \rightarrow \infty} q_W(\hat{d}_m^{(k)}) = \tanh\left(\frac{L\{d_m^{(k)}\}}{2}\right). \quad (8.48)$$

Hieraus ergibt sich der Grenzwert

$$\begin{aligned} \lim_{\sigma_d^2 \rightarrow \infty} \gamma_{\text{out},W,m}^{(k)} &= \lim_{\sigma_d^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{E\left\{\left(\hat{d}_{W,m}^{(k)} - d_m^{(k)}\right)^2\right\}} = \frac{1}{4 \cdot \Pr\{d_m^{(k)} = +1\} \cdot \Pr\{d_m^{(k)} = -1\}} \\ &= \frac{1}{4} \left(\exp\left(+\frac{1}{2}L\{d_m^{(k)}\}\right) + \exp\left(-\frac{1}{2}L\{d_m^{(k)}\}\right) \right)^2 \end{aligned} \quad (8.49)$$

des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_{\text{out},W,m}^{(k)}$ nach (8.47) am Ausgang des weichen Quantisierers. Dieser Grenzwert

- hängt nur von der in $\Pr\{d_m^{(k)} = \pm 1\}$ beziehungsweise $L\{d_m^{(k)}\}$ enthaltenen A-priori-Information und nicht von der Schätzung $\hat{d}_m^{(k)}$ ab und
- ist stets größer oder gleich 0 dB.

Für sehr kleine Varianzen $\sigma_d^2 \rightarrow 0$ der Störung und damit große Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{in},m}^{(k)} \rightarrow \infty$ am Eingang des Schätzwertverbessers konvergiert das Verhalten des weichen Quantisierers unabhängig von der in $\Pr\{d_m^{(k)} = \pm 1\}$ beziehungsweise $L\{d_m^{(k)}\}$ enthaltenen A-priori-Information gegen das Verhalten des harten Quantisierers, siehe (8.26).

Die in den Kurven in Bild 8.13 dargestellten Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},W,m}^{(k)}$ nach (8.47) wurden durch numerische Integration aus (8.46) berechnet. Man erkennt,

- daß das Verhalten des weichen Quantisierers für große Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{in},m}^{(k)}$ nach (8.17) gegen das des harten Quantisierers konvergiert und
- daß der weiche Quantisierer für sehr kleine Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{in},m}^{(k)}$ nach (8.17) nicht die unvorteilhafte Eigenschaft des harten Quantisierers hat, ein fast zufälliges Ausgangssignal mit gleicher Energie wie das Nutzsignal zu erzeugen.

Der weiche Quantisierer eignet sich aufgrund der Notwendigkeit des Berechnens der tanh-Funktion nicht direkt zur Implementierung auf einem Digitalrechner. Zur Implementierung auf einem Digitalrechner muß man die weiche Quantisierungsfunktion

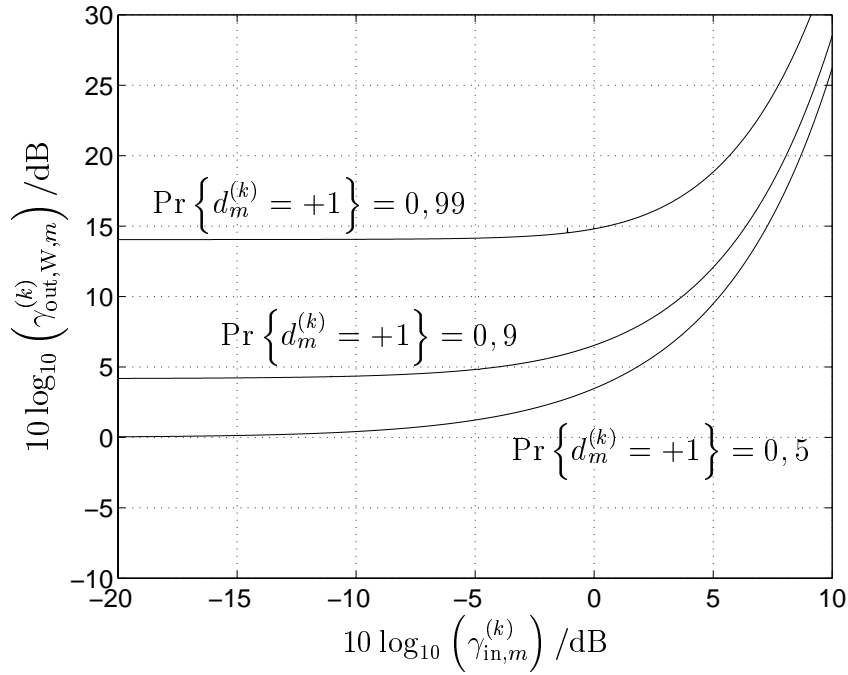


Bild 8.13. Performanz weicher Quantisierung; Parameter: $\Pr \{d_m^{(k)} = +1\}$

$q_W(\hat{d}_m^{(k)})$, siehe (8.43), durch auf Digitalrechnern berechenbare einfache Funktionen, zum Beispiel durch die stückweise lineare Funktion [INF01]

$$q_P(\hat{d}_m^{(k)}) = \begin{cases} -1 & \text{falls } \hat{d}_m^{(k)} \leq -\sigma_d^2 \left(\frac{L\{d_m^{(k)}\}}{2} + 1 \right), \\ \frac{\hat{d}_m^{(k)}}{\sigma_d^2} + \frac{L\{d_m^{(k)}\}}{2} & \text{falls } -\sigma_d^2 \left(\frac{L\{d_m^{(k)}\}}{2} + 1 \right) < \hat{d}_m^{(k)} < -\sigma_d^2 \left(\frac{L\{d_m^{(k)}\}}{2} - 1 \right), \\ +1 & \text{falls } \hat{d}_m^{(k)} \geq -\sigma_d^2 \left(\frac{L\{d_m^{(k)}\}}{2} - 1 \right) \end{cases} \quad (8.50)$$

approximieren.

8.3 Auswerten der Fehlerschutzcodierung — Turbo-Prinzip

8.3.1 Prinzip des optimalen Schätzwertverbesserns durch Auswerten der Fehlerschutzcodierung

Falls der Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) durch Codieren aus einem uncodierten Datenvektor $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) entsteht, so enthalten im allgemeinen alle geschätzten Datensym-

bole in $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, Information über ein spezielles gesendetes Datensymbol $d_m^{(k)}$. Quantisierungsverfahren sind in diesem Fall zwangsläufig suboptimale Schätzwertverbesserungsverfahren, da sie zum Gewinnen der verbesserten Schätzung $\hat{d}_m^{(k)}$ nur die im zugehörigen geschätzten Datensymbol $\hat{d}_m^{(k)}$ enthaltene Information nutzen.

Ein optimaler Schätzwertverbesserer, der das Wissen über die Fehlerschutzcodierung nutzt, muß den Erwartungswert

$$\mathbb{E} \left\{ \left(\hat{d}_{F,m}^{(k)} - d_m^{(k)} \right)^2 \right\} = \left(\hat{d}_{F,m}^{(k)} - \mathbb{E} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \right)^2 + \text{var} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}. \quad (8.51)$$

des quadratischen Fehlers minimieren. Im Gegensatz zu den Betrachtungen in Abschnitt 8.2.2 sind hier jedoch nicht die Erwartungswerte und Varianzen bezüglich des einen geschätzten Datensymbols $\hat{d}_m^{(k)}$, sondern vielmehr bezüglich des gesamten geschätzten Datenvektors $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ nach (8.7) zu betrachten. Der Erwartungswert des quadratischen Fehlers wird offensichtlich für

$$\begin{aligned} \hat{d}_{F,m}^{(k)} &= \mathbb{E} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \\ &= (+1) \cdot \Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} + (-1) \cdot \Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \end{aligned} \quad (8.52)$$

minimal. Mit dem Log-Likelihood-Verhältnis

$$\mathbb{L} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = \ln \left(\frac{\Pr \left\{ d_m^{(k)} = +1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}}{\Pr \left\{ d_m^{(k)} = -1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}} \right) \quad (8.53)$$

folgt analog zu den Berechnungen in Abschnitt 8.2.2

$$\hat{d}_{F,m}^{(k)} = \tanh \left(\frac{\mathbb{L} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}}{2} \right). \quad (8.54)$$

Die folgenden Betrachtungen können sich also auf die Aufgabe, das Log-Likelihood-Verhältnis $\mathbb{L} \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$ zu berechnen, konzentrieren. Ein erster einfacher Ansatz bestünde darin, zunächst die bedingten Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$ zu berechnen und dann daraus das Log-Likelihood-Verhältnis zu bilden. Die bedingten Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$ sind gleich der Summe der bedingten Wahrscheinlichkeiten aller möglichen Datenvektoren $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2), in denen das m -te Datensymbol $d_m^{(k)}$ den gewünschten Wert ± 1 hat. Mit der Menge \mathbb{W} der möglichen Codewörter folgt

$$\Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = \sum_{\left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \in \mathbb{W} \wedge d_m^{(k)} = \pm 1 \right\}} \Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}. \quad (8.55)$$

Man beachte, daß nur einige der vielen kombinatorisch möglichen Datenvektoren $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) mögliche Codewörter sind. In typischen Fällen ist aber auch die Anzahl der Codewörter mit einem vorgegebenen Wert ± 1 für das m -te Datensymbol $d_m^{(k)}$ immer noch sehr groß, so daß das Berechnen der Summe der Wahrscheinlichkeiten nach (8.55) auf direktem Wege praktisch nicht möglich ist. Ein bekannter aufwandsgünstiger Algorithmus zum Berechnen von (8.55) ist der nach seinen Erfindern benannte BCJR-Algorithmus [BCJR74]. Die verfügbaren Beschreibungen des BCJR-Algorithmus, wie zum Beispiel [BCJR74, Vit98], sind leider sehr allgemein und schwer verständlich. In dem folgenden Abschnitt 8.3.2 findet sich daher eine speziell auf das Auswerten von Faltungscodes zugeschnittene neuartige Darstellung des BCJR-Algorithmus.

Beim Einsatz von Schätzwertverbesserungsverfahren mit Auswerten der Fehlerschutzcodierung in realen Mobilfunksystemen ist zu beachten, daß als Voraussetzung zum Auswerten des Fehlerschutzcodes die Empfangsdaten $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$, siehe (8.5), eines vollständigen Verschachtelungsrahmens gesammelt werden müssen. Dies ist dann besonders problematisch, wenn, wie es in Mobilfunksystemen der dritten Generation der Fall ist, die Verschachtelungsrahmen der verschiedenen Teilnehmer nicht gleich sind, da dann eine iterative gemeinsame Datenschätzung durch das Sammeln der Empfangsdaten $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ der Verschachtelungsrahmen zu in Echtzeitanwendungen wie Sprachübertragung inakzeptabel großen Verzögerung führt. Eine iterative gemeinsame Empfangssignalverarbeitung mit Schätzwertverbesserung durch Auswerten der Fehlerschutzcodierung ist daher bereits bei der Standardisierung eines Mobilfunksystems zu berücksichtigen.

8.3.2 BCJR-Algorithmus

Als Voraussetzung zum Beschreiben des BCJR-Algorithmus ist es notwendig, zunächst einige Eigenschaften von Faltungscodes zu rekapitulieren und geeignete Bezeichnungen einzuführen. Für eine detaillierte Beschreibung von Faltungscodes siehe zum Beispiel [Fri96, Pro95, Bos92].

Der Faltungscodierer ist ein digitaler Automat, der einem uncodierten Datenvektor $\mathbf{u}^{(k)}$, siehe (2.1), der Dimension L eineindeutig einen codierten Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$, siehe (2.2), der Dimension M zuordnet, siehe Bild 8.14. Hierbei durchläuft der Faltungscodierer eine Folge von Zuständen $z_i^{(k)}$, $i = 0 \dots I$, die sich in einem Zustandsfolgenvektor

$$\mathbf{z}^{(k)} = \left(z_0^{(k)} \dots z_I^{(k)} \right)^T \quad (8.56)$$

der Dimension $I + 1$ zusammenfassen lassen. Ein Faltungscodierer der Einflußlänge L_c kann 2^{L_c-1} verschiedene Zustände

$$z_i^{(k)} \in \{0 \dots 2^{L_c-1} - 1\}, \quad i = 1 \dots I, \quad (8.57)$$

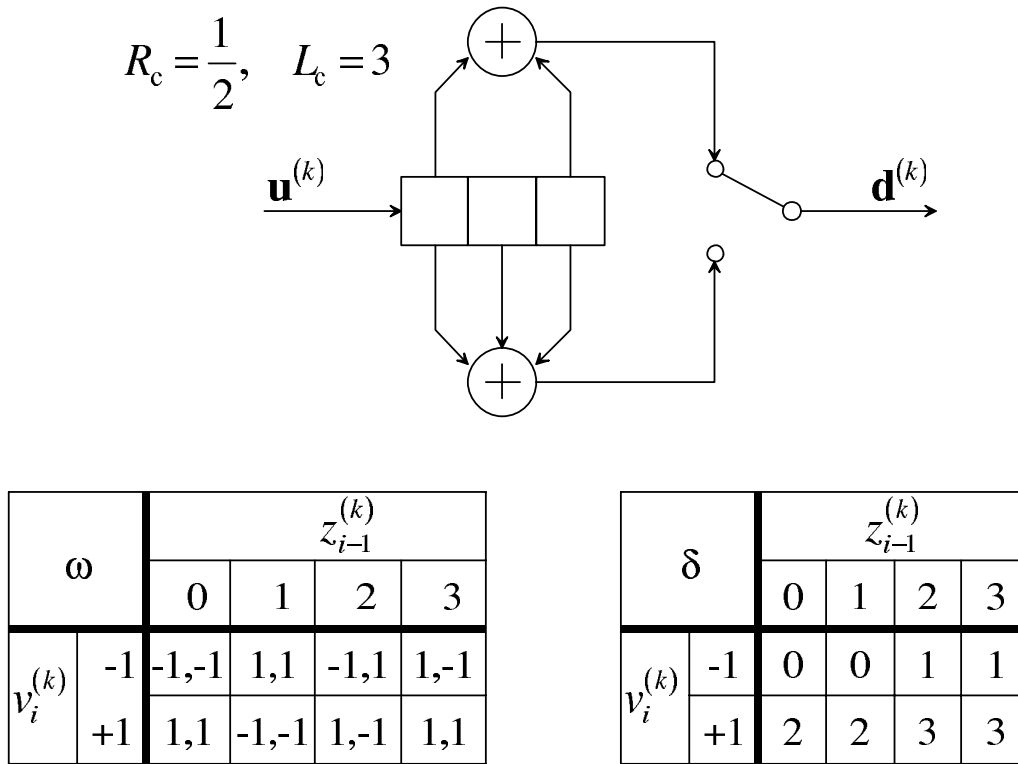


Bild 8.14. Exemplarischer Faltungscodierer

annehmen. Für die Dimension des Zustandsfolgenvektors $\mathbf{z}^{(k)}$ gilt

$$I + 1 = L + L_c. \quad (8.58)$$

Die Menge \mathbb{Z} der möglichen Zustandsfolgenvektoren $\mathbf{z}^{(k)}$ nach (8.56) wird gegenüber der Menge der kombinatorisch möglichen Zustandsfolgenvektoren der Dimension $I + 1$ dadurch eingeschränkt, daß nur bestimmte Zustandsübergänge möglich sind, der Anfangszustand

$$z_0^{(k)} = 0 \quad (8.59)$$

ist und der Endzustand

$$z_I^{(k)} = 0 \quad (8.60)$$

ist. Der uncodierte Datenvektor $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) ist ein beliebiger Vektor aus dem Repertoire \mathbb{U} der kombinatorisch möglichen binären Vektoren der Dimension L mit

$$u_l^{(k)} \in \{-1, +1\}, \quad l = 1 \dots L. \quad (8.61)$$

Zur einfacheren Beschreibung wird durch Anhängen von $L_c - 1$ Tailbits mit Wert -1 an den uncodierten Datenvektor $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) der erweiterte uncodierte Datenvektor

$$\mathbf{v}^{(k)} = \left(v_1^{(k)} \dots v_I^{(k)} \right)^T \quad (8.62)$$

der Dimension I mit

$$v_i^{(k)} = \begin{cases} u_i^{(k)} & \text{falls } i \leq L, \\ -1 & \text{sonst,} \end{cases} \quad i = 1 \dots I, \quad (8.63)$$

gebildet. Das Wissen, daß die letzten $L_c - 1$ Bits -1 sind, wird formal bei den A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\Pr \{v_i^{(k)} = \pm 1\}$, $i = 1 \dots I$, berücksichtigt. Zu jedem uncodierten Bit $u_i^{(k)}$, $i = 1 \dots I$, seien die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\Pr \{u_i^{(k)} = \pm 1\}$ bekannt. Wegen (8.63) gelten

$$\Pr \{v_i^{(k)} = +1\} = \begin{cases} \Pr \{u_i^{(k)} = +1\} & \text{falls } i \leq L, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (8.64)$$

und

$$\Pr \{v_i^{(k)} = -1\} = \begin{cases} \Pr \{u_i^{(k)} = -1\} & \text{falls } i \leq L, \\ 1 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (8.65)$$

Der codierte Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) stammt aus der Menge der Codewörter \mathbb{W} , die im allgemeinen nicht alle kombinatorisch möglichen binären Vektoren der Dimension M mit

$$d_m^{(k)} \in \{-1, +1\}, \quad m = 1 \dots M, \quad (8.66)$$

umfaßt. Jedem Zustandsfolgenvektor $\mathbf{z}^{(k)}$ nach (8.56) ist eineindeutig ein erweiterter uncodierter Datenvektor

$$\mathbf{v}^{(k)} = \Psi(\mathbf{z}^{(k)}) \quad (8.67)$$

nach (8.63) und ein codierter Datenvektor

$$\mathbf{d}^{(k)} = \Omega(\mathbf{z}^{(k)}) \quad (8.68)$$

nach (2.2) zugeordnet.

Im i -ten Zeitintervall wird das i -te Datenbit $v_i^{(k)}$ eingegeben, woraufhin der Faltungscodierer vom Zustand $z_{i-1}^{(k)}$ in den Zustand $z_i^{(k)}$ übergeht und die $1/R_c$ codierten Datensymbole

$$\mathbf{d}^{(k,i)} = [\mathbf{d}^{(k)}]_{\frac{i}{R_c}}^{\frac{i-1}{R_c}+1}, \quad (8.69)$$

ausgibt. Der Folgezustand $z_i^{(k)}$ ist eine Funktion des Zustands $z_{i-1}^{(k)}$ und der Eingabe $v_i^{(k)}$:

$$z_i^{(k)} = \delta(z_{i-1}^{(k)}, v_i^{(k)}). \quad (8.70)$$

Die Ausgabe $\mathbf{d}^{(k,i)}$ nach (8.69) ist ebenfalls eine Funktion des Zustands $z_{i-1}^{(k)}$ und der Eingabe $v_i^{(k)}$:

$$\mathbf{d}^{(k,i)} = \omega(z_{i-1}^{(k)}, v_i^{(k)}). \quad (8.71)$$

Die Ausgabe $\mathbf{d}^{(k,i)}$ nach (8.69) und der Folgezustand $z_i^{(k)}$ im i -ten Zeitintervall hängen von den vorhergehenden Eingaben $v_i^{(k)}$, $i = 1 \dots i-1$, nur indirekt über den Zustand $z_{i-1}^{(k)}$ ab. Bei einem Faltungscodierer kann man weiterhin aus dem Folgezustand $z_i^{(k)}$ eindeutig die letzte Eingabe $v_i^{(k)}$ ablesen:

$$v_i^{(k)} = \psi \left(z_i^{(k)} \right). \quad (8.72)$$

Die erläuterten Zusammenhänge kann man anschaulich in einem Trellisdiagramm darstellen. In Bild 8.15 ist ein exemplarisches Trellisdiagramm für einen Faltungscodierer nach Bild 8.14 mit der Einflußlänge

$$L_c = 3 \quad (8.73)$$

dargestellt. Ein Zustandsfolgenvektor $\mathbf{z}^{(k)}$, siehe (8.56), entspricht einem Pfad durch das Trellisdiagramm. Die in Bild 8.15 gestrichelt gezeichneten Zustände und Zustandsübergänge des Trellisdiagramms gehören zu Pfaden durch das Trellisdiagramm, die aufgrund des vorgegebenen Anfangszustandes und Endzustandes nie auftreten und daher die Wahrscheinlichkeit Null haben.

Ausgangspunkt für das Herleiten des BCJR-Algorithmus ist das Berechnen der Summe der bedingten Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, siehe (8.55). Mit den eineindeutigen Funktionen Ψ nach (8.67) und Ω nach (8.68) folgt

$$\begin{aligned} \Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} &= \frac{p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \right) \cdot \Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right)} \\ &= \frac{p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \right) \cdot \Pr \left\{ \Omega \left(\Psi^{-1} \left(\mathbf{v}^{(k)} \right) \right) \right\}}{p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right)} \\ &= \frac{p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \right) \cdot \Pr \left\{ \mathbf{v}^{(k)} \right\}}{p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right)}. \end{aligned} \quad (8.74)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichte $p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right)$ ließe sich direkt mit

$$\sum_{\left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \in \mathbb{W} \right\}} \Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = 1 \quad (8.75)$$

berechnen, was aber nicht notwendig ist, da sie sich beim späteren Bilden des Log-Likelihood-Verhältnisses $L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, nach (8.53) ohnehin wegekürzt.

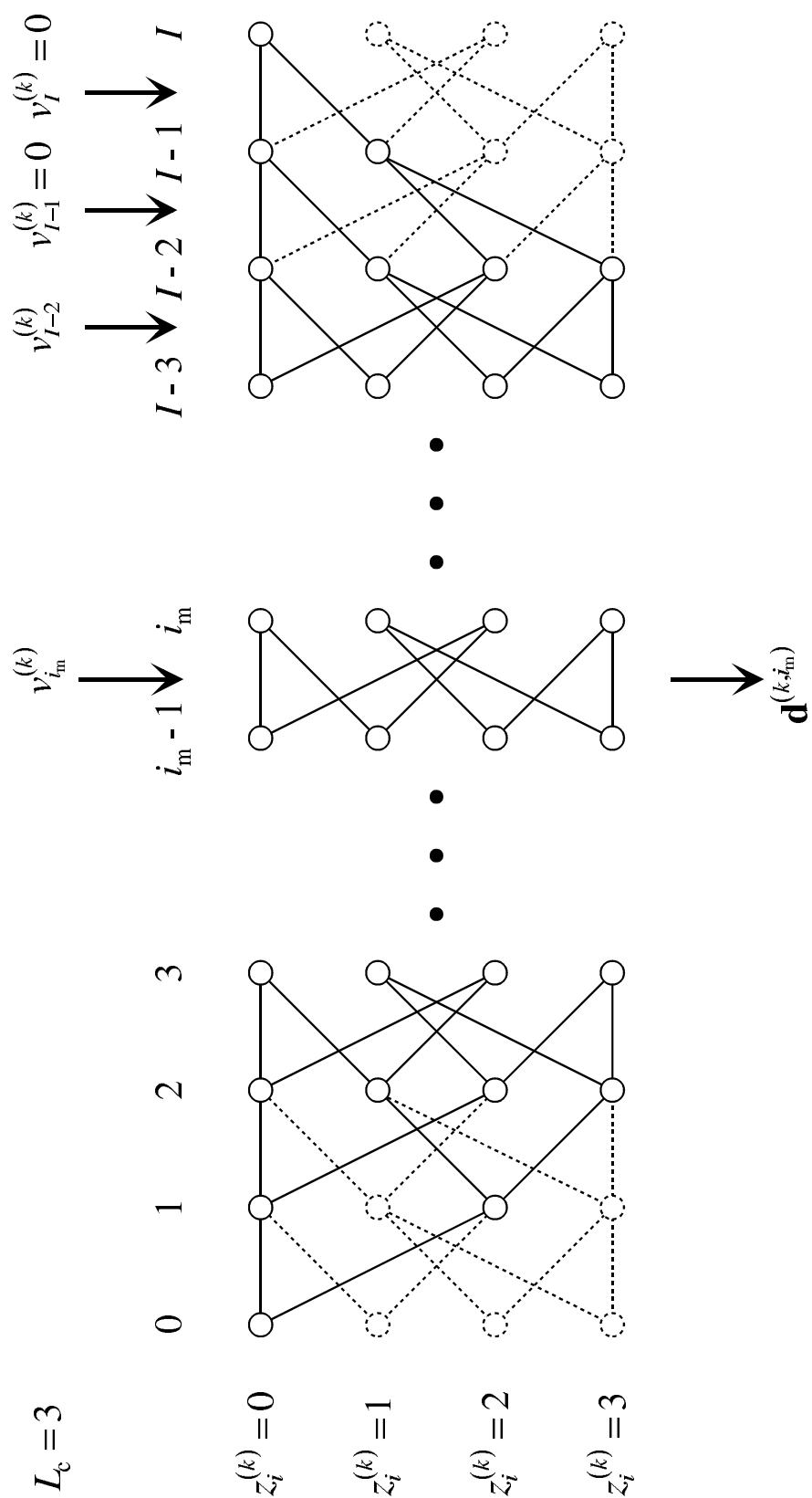


Bild 8.15. Exemplarisches Trellisdiagramm für den Faltungscodierer nach Bild 8.14

Eine wesentliche Voraussetzung für die Existenz aufwandsgünstiger Algorithmen zum Berechnen der Summe der bedingten Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, siehe (8.55), ist die Möglichkeit, die Terme $p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \right) \cdot \Pr \left\{ \mathbf{v}^{(k)} \right\}$ als Produkt von Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right)$, $i = 1 \dots I$, darzustellen, die jeweils nur von Zustand $z_{i-1}^{(k)}$, Folgezustand $z_i^{(k)}$ und Schätzung $\hat{\mathbf{d}}^{(k,i)}$ der beim zugehörigen Zustandsübergang erzeugten Ausgabe $\mathbf{d}^{(k,i)}$ nach (8.69) abhängen. Eine derartige Produktzerlegung ist beispielsweise möglich, wenn, wie vorausgesetzt, die Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, verschiedener Datensymbole $d_m^{(k)}$ bei einem vorgegebenen Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) statistisch unabhängig sind. Dann gilt

$$p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \mid \mathbf{d}^{(k)} \right) = \prod_{m=1}^M p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right). \quad (8.76)$$

Aus (8.74) folgt mit (8.76)

$$\begin{aligned} \Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \cdot p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right) &= \Pr \left\{ \mathbf{v}^{(k)} \right\} \cdot \prod_{m=1}^M p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right) \\ &= \underbrace{\prod_{i=1}^I \Pr \left\{ v_i^{(k)} \right\} \cdot \prod_{m=\frac{i-1}{R_c}+1}^{\frac{i}{R_c}} p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right)}_{\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right)}. \end{aligned} \quad (8.77)$$

Aus dem Log-Likelihood-Verhältnis $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\}$, siehe (8.37), der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten folgt

$$p \left(\hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right) = \frac{\exp \left(\frac{1}{2} d_m^{(k)} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\} \right)}{\exp \left(+\frac{1}{2} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\} \right)}. \quad (8.78)$$

Analog folgt aus dem Log-Likelihood-Verhältnis der A-priori-Wahrscheinlichkeiten

$$L \left\{ v_i^{(k)} \right\} = \ln \left(\frac{\Pr \left\{ v_i^{(k)} = +1 \right\}}{\Pr \left\{ v_i^{(k)} = -1 \right\}} \right) \quad (8.79)$$

die A-priori-Wahrscheinlichkeit

$$\Pr \left\{ v_i^{(k)} \right\} = \frac{\exp \left(\frac{1}{2} v_i^{(k)} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right)}{\exp \left(+\frac{1}{2} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right)}. \quad (8.80)$$

Die Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right)$, $i = 1 \dots I$, siehe (8.77), lassen sich folglich aus den Log-Likelihood-Verhältnissen $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \mid d_m^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe

(8.37), der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten und den Log-Likelihood-Verhältnissen $L \left\{ v_i^{(k)} \right\}$, $i = 1 \dots I$, siehe (8.79), der A-priori-Wahrscheinlichkeiten berechnen:

$$\begin{aligned} \gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right) &= \exp \left(\frac{1}{2} v_i^{(k)} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} + \sum_{m=\frac{i-1}{R_c}+1}^{\frac{i}{R_c}} \frac{1}{2} d_m^{(k)} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\} \right) \\ &\cdot \underbrace{\frac{1}{\exp \left(+\frac{1}{2} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right)}}_{\text{Proportionalitätsfaktor}} \\ &\cdot \underbrace{\prod_{m=\frac{i-1}{R_c}+1}^{\frac{i}{R_c}} \frac{1}{\exp \left(+\frac{1}{2} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\} \right)}}_{\text{Proportionalitätsfaktor}}. \end{aligned} \quad (8.81)$$

Die in (8.81) gekennzeichneten Proportionalitätsfaktoren kürzen sich beim Berechnen des Log-Likelihood-Verhältnisses $L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$ nach (8.53) weg und brauchen daher nicht berechnet zu werden. Im hier betrachteten Fall unkorrelierter gaußverteilter Störungen läßt sich das Log-Likelihood-Verhältnis $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\}$ mit (8.42) berechnen.

Im folgenden gelte

$$\frac{i_m - 1}{R_c} \leq m \leq \frac{i_m}{R_c}, \quad (8.82)$$

das heißt unter anderem wird im betrachteten i_m -ten Zeitintervall das m -te codierte Datensymbol $d_m^{(k)}$ ausgegeben. Mit (8.77) und (8.74) folgt für die Wahrscheinlichkeitssumme aus (8.55)

$$\begin{aligned} \Pr \left\{ d_m^{(k)} = \pm 1 \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \cdot p \left(\hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right) &= \sum_{\left\{ \mathbf{z}^{(k)} \middle| \mathbf{z}^{(k)} \in \mathbb{Z} \wedge [\Omega(\mathbf{z}^{(k)})]_m = \pm 1 \right\}} \prod_{i=1}^I \gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right) \\ &= \sum_{\left\{ \mathbf{z}^{(k)} \middle| \mathbf{z}^{(k)} \in \mathbb{Z} \wedge [\Omega(\mathbf{z}^{(k)})]_m = \pm 1 \right\}} \prod_{i=1}^{i_m-1} \gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right) \\ &\quad \cdot \gamma \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i_m)} \right) \\ &\quad \cdot \prod_{i=i_m+1}^I \gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right). \end{aligned} \quad (8.83)$$

Hier muß die Summe über alle Pfade $\mathbf{z}^{(k)}$, siehe (8.56), gebildet werden, bei denen die m -te Ausgabe $d_m^{(k)}$ einen bestimmten Wert ± 1 hat. Diese Pfade lassen sich in drei Teilpfade zerlegen:

- Einen Teilpfad vom Anfang des Trellisdiagramms bis zum Zustand $z_{i_m-1}^{(k)}$,
- einen Teilpfad vom Zustand $z_{i_m-1}^{(k)}$ zum Folgezustand $z_{i_m}^{(k)}$, der einem einzigen Zustandsübergang entspricht, und
- einen Teilpfad vom Folgezustand $z_{i_m}^{(k)}$ bis zum Ende des Trellisdiagramms.

Da die Ausgabe

$$\mathbf{d}^{(k,i_m)} = \omega \left(z_{i_m-1}^{(k)}, \psi \left(z_{i_m}^{(k)} \right) \right), \quad (8.84)$$

siehe (8.71) und (8.72), bei einem Zustandsübergang nur vom Zustand $z_{i_m-1}^{(k)}$ und vom Folgezustand $z_{i_m}^{(k)}$ abhängt, ist die Summe über alle Pfade, die im i_m -ten Zeitintervall einen Zustandsübergang mit der gewünschten Ausgabe $d_m^{(k)}$ enthalten, zu bilden. Typischerweise gibt es im i_m -ten Zeitintervall relativ wenige Zustandsübergänge, aber sehr viele Pfade, die im i_m -ten Zeitintervall einen bestimmten Zustandsübergang enthalten. Der wesentliche Kunstgriff beim Herleiten aufwandsgünstiger Algorithmen zum Berechnen der Summe der bedingten Wahrscheinlichkeiten $\Pr \left\{ \mathbf{d}^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$ nach (8.55) besteht darin, die gemeinsame Übergangswahrscheinlichkeit $\gamma \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i_m)} \right)$ aller Pfade, die einen bestimmten Zustandsübergang im i_m -ten Zeitintervall enthalten, durch Anwenden des Distributivgesetzes auszuklammern [AM00], siehe (8.83). Man definiert die Summe $\alpha \left(z_{i_m-1}^{(k)}, i_m - 1 \right)$ der Produkte der Übergangswahrscheinlichkeiten aller Pfade vom Anfang des Trellisdiagramms zum Zustand $z_{i_m-1}^{(k)}$, siehe (8.83), die Summe $\beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right)$ der Produkte der Übergangswahrscheinlichkeiten aller Pfade vom Zustand $z_{i_m}^{(k)}$ zum Ende des Trellisdiagramms, siehe (8.83), und die Menge aller Zustandsübergänge

$$\begin{aligned} \mathbb{T}_{d_m^{(k)}=\pm 1} &= \left\{ \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)} \right) \mid z_{i_m}^{(k)} = \delta \left(z_{i_m-1}^{(k)}, \psi \left(z_{i_m}^{(k)} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. \wedge \left[\omega \left(z_{i_m-1}^{(k)}, \psi \left(z_{i_m}^{(k)} \right) \right) \right]_{(m-1) \bmod 1/R_c + 1} = \pm 1 \right\} \end{aligned} \quad (8.85)$$

mit der gewünschten Ausgabe ± 1 . Am Ende und am Anfang des Trellisdiagramms berücksichtigt die Menge $\mathbb{T}_{d_m^{(k)}=\pm 1}$ der Zustandsübergänge auch jene in Bild 8.15 gestrichelt gezeichneten Zustandsübergänge, die aufgrund des definierten Anfangszustandes und Endzustandes eigentlich nicht auftreten können. Wenn man den in Bild 8.15 gestrichelt gezeichneten Knoten, die nicht Element eines Pfades $\underline{z}^{(k)}$, siehe (8.56), aus \mathbb{Z} sind,

$$\alpha \left(z_i^{(k)}, i \right) = 0 \quad (8.86)$$

und

$$\beta \left(z_i^{(k)}, i \right) = 0 \quad (8.87)$$

zuordnet, so folgt aus (8.83) für das Log-Likelihood-Verhältnis (8.53)

$$\begin{aligned}
& L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \\
&= \ln \left(\left(\sum_{\left\{ (z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}) \mid (z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}) \in \mathbb{T}_{d_m^{(k)}=+1} \right\}} \gamma \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k, i_m)} \right) \right. \right. \\
&\quad \cdot \alpha \left(z_{i_m-1}^{(k)}, i_m - 1 \right) \cdot \beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \Bigg) \\
&\quad \Bigg/ \left(\sum_{\left\{ (z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}) \mid (z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}) \in \mathbb{T}_{d_m^{(k)}=-1} \right\}} \gamma \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k, i_m)} \right) \right. \\
&\quad \cdot \alpha \left(z_{i_m-1}^{(k)}, i_m - 1 \right) \cdot \beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \Bigg) \Bigg). \tag{8.88}
\end{aligned}$$

Die den Knoten des Trellisdiagramms zugeordneten Koeffizienten $\alpha \left(z_i^{(k)}, i \right)$ und $\beta \left(z_i^{(k)}, i \right)$ können rekursiv berechnet werden. Mit der Menge aller Zustandsübergänge

$$\mathbb{T} = \left\{ \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)} \right) \mid z_i^{(k)} = \delta \left(z_{i-1}^{(k)}, \psi \left(z_i^{(k)} \right) \right) \right\}, \tag{8.89}$$

den A-priori-Wahrscheinlichkeiten nach (8.64) und (8.65) und der Initialisierung

$$\alpha \left(z_0^{(k)}, 0 \right) = \begin{cases} 1 & \text{falls } z_0^{(k)} = 0, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{8.90}$$

folgt aus (8.83) durch Ausklammern der gemeinsamen Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k, i)} \right)$ am Ende aller Pfade vom Anfang des Trellisdiagramms zum Zustand $z_i^{(k)}$ für die Vorwärtsrekursionsformel

$$\begin{aligned}
& \alpha \left(z_i^{(k)}, i \right) \\
&= \sum_{\left\{ (z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}) \mid (z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}) \in \mathbb{T} \right\}} \gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k, i)} \right) \cdot \alpha \left(z_{i-1}^{(k)}, i - 1 \right). \tag{8.91}
\end{aligned}$$

Mit der Menge der Zustandsübergänge (8.89), und der Initialisierung

$$\beta \left(z_I^{(k)}, I \right) = \begin{cases} 1 & \text{falls } z_I^{(k)} = 0, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{8.92}$$

folgt aus (8.83) durch Ausklammern der gemeinsamen Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma \left(z_i^{(k)}, z_{i+1}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k, i+1)} \right)$ am Anfang aller Pfade vom Zustand $z_i^{(k)}$ zum Ende des Trellis-

diagramms für die Rückwärtsrekursionsformel

$$\begin{aligned} & \beta \left(z_i^{(k)}, i \right) \\ &= \sum_{\left\{ \left(z_i^{(k)}, z_{i+1}^{(k)} \right) \middle| \left(z_i^{(k)}, z_{i+1}^{(k)} \right) \in \mathbb{T} \right\}} \gamma \left(z_i^{(k)}, z_{i+1}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i+1)} \right) \cdot \beta \left(z_{i+1}^{(k)}, i+1 \right). \end{aligned} \quad (8.93)$$

Ein großer Anteil des Rechenaufwands des BCJR-Algorithmus wird zum Berechnen der Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right)$ mit (8.81) und zum Berechnen der Koeffizienten $\alpha \left(z_i^{(k)}, i \right)$ mit der Vorwärtsrekursionsformel (8.91) und $\beta \left(z_i^{(k)}, i \right)$ mit der Rückwärtsrekursionsformel (8.93) benötigt. Aus diesen Koeffizienten können mit (8.88) die Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, berechnet werden. Das Log-Likelihood-Verhältnis

$$L \left\{ u_l^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = \ln \left(\frac{\Pr \left\{ u_l^{(k)} = +1 \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}}{\Pr \left\{ u_l^{(k)} = -1 \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}} \right), \quad (8.94)$$

das die in $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ enthaltenen Information über das Bit $u_l^{(k)}$ zusammenfaßt, und aus dem durch hartes Quantisieren

$$\hat{u}_l^{(k)} = \text{sign} \left(L \left\{ u_l^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} \right) \quad (8.95)$$

direkt der wahrscheinlichste Werte für das gesendete Bit $u_l^{(k)}$ folgt, kann in völliger Analogie aus den Koeffizienten $\alpha \left(z_i^{(k)}, i \right)$ und $\beta \left(z_i^{(k)}, i \right)$ berechnet werden, das heißt der BCJR-Algorithmus eignet sich auch als Decodierer für Faltungscodes. Im Gegensatz zum Viterbi-Algorithmus, der den wahrscheinlichsten Vektor $\hat{\mathbf{u}}^{(k)}$ bestimmt, berechnet der BCJR-Algorithmus die wahrscheinlichsten Bits $\hat{u}_l^{(k)}$, $l = 1 \dots L$. Ausgehend von der bedingten Wahrscheinlichkeit

$$\Pr \left\{ u_l^{(k)} = \pm 1 \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = \sum_{\left\{ \mathbf{u}^{(k)} \middle| u_l^{(k)} = \pm 1 \right\}} \Pr \left\{ \mathbf{u}^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}, \quad (8.96)$$

daß das l -te Bit $u_l^{(k)}$ bei Empfang von $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ den Wert ± 1 hat, folgt analog zu obiger Herleitung mit (8.91) und (8.93)

$$L \left\{ u_l^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = \ln \left(\frac{\sum_{\left\{ z_{i_m}^{(k)} \middle| \psi(z_{i_m}^{(k)}) = +1 \right\}} \alpha \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \cdot \beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right)}{\sum_{\left\{ z_{i_m}^{(k)} \middle| \psi(z_{i_m}^{(k)}) = -1 \right\}} \alpha \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \cdot \beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right)} \right). \quad (8.97)$$

Damit ergeben sich die in Bild 8.16 gezeigten Schnittstellen zu einem auf dem BCJR-Algorithmus basierenden Schätzwertverbesserer.

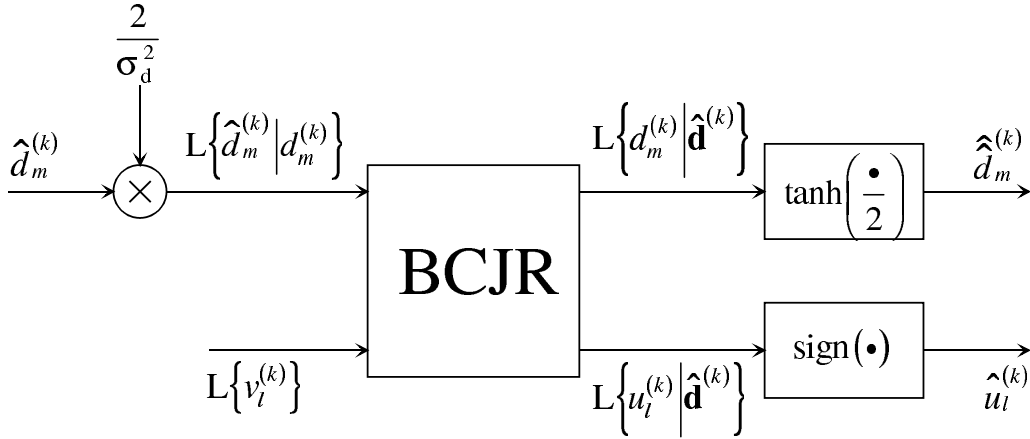


Bild 8.16. Schnittstellen eines auf dem BCJR-Algorithmus basierenden Schätzwertverbesserers

Zur Vereinfachung der formalen Beschreibung des BCJR-Algorithmus werden hier die $2^{L_c-1} \times I$ -Matrizen

$$\mathcal{G}_{-1} = \begin{pmatrix} \mathcal{G}_{-1}(0,0) & \cdots & \mathcal{G}_{-1}(0,I-1) \\ \vdots & & \vdots \\ \mathcal{G}_{-1}(2^{L_c-1}-1,0) & \cdots & \mathcal{G}_{-1}(2^{L_c-1}-1,I-1) \end{pmatrix}$$

$$\mathcal{G}_{-1}(z_{i-1}^{(k)}, i-1) = \gamma(z_{i-1}^{(k)}, \delta(z_{i-1}^{(k)}, -1), \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)}) \quad (8.98)$$

und

$$\mathcal{G}_{+1} = \begin{pmatrix} \mathcal{G}_{+1}(0,0) & \cdots & \mathcal{G}_{+1}(0,I-1) \\ \vdots & & \vdots \\ \mathcal{G}_{+1}(2^{L_c-1}-1,0) & \cdots & \mathcal{G}_{+1}(2^{L_c-1}-1,I-1) \end{pmatrix}$$

$$\mathcal{G}_{+1}(z_{i-1}^{(k)}, i-1) = \gamma(z_{i-1}^{(k)}, \delta(z_{i-1}^{(k)}, +1), \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)}) \quad (8.99)$$

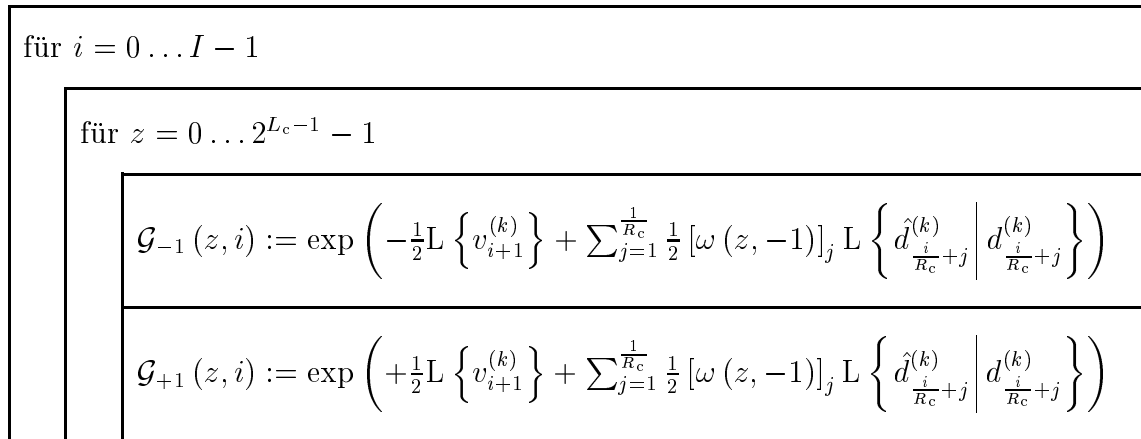
zur Aufnahme der Werte der Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)})$ verwendet. Im folgenden sind die einzelnen, nacheinander durchzuführenden Schritte

- Berechnen der Übergangswahrscheinlichkeiten,
- Vorwärtsrekursion,
- Rückwärtsrekursion,
- Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse $L\{d_m^{(k)} | \hat{\mathbf{d}}^{(k)}\}$, $m = 1 \dots M$, der codierten Datensymbole $d_m^{(k)}$ und

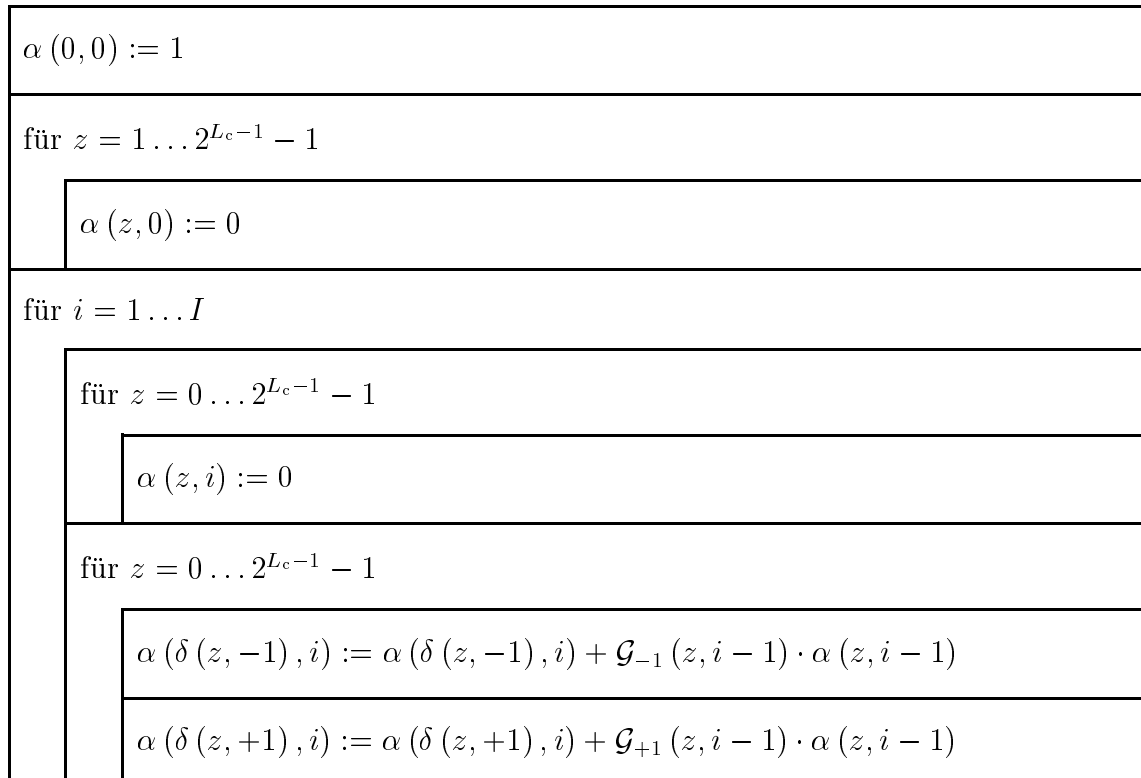
- Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ u_l^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $l = 1 \dots L$, der uncodierten Datensymbole $u_l^{(k)}$

des BCJR-Algorithmus in übersichtlicher Form als Nassi-Shneiderman-Diagramme [NS73] dargestellt.

BCJR-Algorithmus — Berechnen der Übergangswahrscheinlichkeiten



BCJR-Algorithmus — Vorwärtsrekursion



BCJR-Algorithmus — Rückwärtsrekursion

$\beta(0, I) := 1$
für $z = 1 \dots 2^{L_c-1} - 1$
$\beta(z, I) := 0$
für $i = I - 1 \dots 0$
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$
$\beta(z, i) := \beta(\delta(z, -1), i+1) \cdot \mathcal{G}_{-1}(z, i) + \beta(\delta(z, +1), i+1) \cdot \mathcal{G}_{+1}(z, i)$

BCJR-Algorithmus — Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse der uncodierten Bits

für $l = 1 \dots L$								
$p := 0$								
$q := 0$								
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$								
<table><tr><td colspan="2"><div>ja</div><div>$\psi(z) = +1$</div></td><td><div>nein</div></td></tr><tr><td>$p := p + \alpha(z, l) \cdot \beta(z, l)$</td><td colspan="2">$q := q + \alpha(z, l) \cdot \beta(z, l)$</td></tr></table>			<div>ja</div> <div>$\psi(z) = +1$</div>		<div>nein</div>	$p := p + \alpha(z, l) \cdot \beta(z, l)$	$q := q + \alpha(z, l) \cdot \beta(z, l)$	
<div>ja</div> <div>$\psi(z) = +1$</div>		<div>nein</div>						
$p := p + \alpha(z, l) \cdot \beta(z, l)$	$q := q + \alpha(z, l) \cdot \beta(z, l)$							
$L \left\{ u_l^{(k)} \middle \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} := \ln \left(\frac{p}{q} \right)$								

BCJR-Algorithmus — Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse der codierten Datensymbole

für $m = 1 \dots M$	
$i := (m - 1) \operatorname{div} \frac{1}{R_c} + 1$	
$p := 0$	
$q := 0$	
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$	
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="text-align: left;">ja</div> <div>$[\omega(z, +1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$</div> <div style="text-align: right;">nein</div> </div>	
$p := p + \mathcal{G}_{+1}(z, i - 1) \cdot \alpha(z, i - 1) \cdot \beta(\delta(z, +1), i)$	$q := q + \mathcal{G}_{+1}(z, i - 1) \cdot \alpha(z, i - 1) \cdot \beta(\delta(z, +1), i)$
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="text-align: left;">ja</div> <div>$[\omega(z, -1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$</div> <div style="text-align: right;">nein</div> </div>	
$p := p + \mathcal{G}_{-1}(z, i - 1) \cdot \alpha(z, i - 1) \cdot \beta(\delta(z, -1), i)$	$q := q + \mathcal{G}_{-1}(z, i - 1) \cdot \alpha(z, i - 1) \cdot \beta(\delta(z, -1), i)$
$L \left\{ d_m^{(k)} \middle \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} := \ln \left(\frac{p}{q} \right)$	

In Tabelle 8.2 sind die Rechenaufwände des BCJR-Algorithmus zusammengestellt. Die Rechenaufwände folgen mit (8.58) aus den Nassi-Shneiderman-Diagrammen. Es werden nur die auf einem Digitalrechner wesentlichen Operationen [Sch88b]

- Multiplikationen mit einem Faktor ungleich dem Positiven oder Negativen einer Zweierpotenz,
- Divisionen mit einem Nenner ungleich dem Positiven oder Negativen einer Zweierpotenz und
- Berechnungen komplizierter Funktionen wie Exponentialfunktion und Logarithmusfunktion

Tabelle 8.2. Rechenaufwand des BCJR-Algorithmus

Teilschritt	Rechenaufwand
Berechnen der Übergangswahrscheinlichkeiten	$(L + L_c - 1) \cdot 2^{L_c}$ Exponentialfunktionen
Vorwärtsrekursion	$(L + L_c - 1) \cdot 2^{L_c}$ Multiplikationen
Rückwärtsrekursion	$(L + L_c - 1) \cdot 2^{L_c}$ Multiplikationen
Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse der codierten Datensymbole	$M \cdot 2^{L_c+1}$ Multiplikationen und M Logarithmen
Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse der uncodierten Datensymbole	$L \cdot 2^{L_c-1}$ Multiplikationen und L Logarithmen
Summe	$(5L + 4L_c + 4M - 4) \cdot 2^{L_c-1}$ Multiplikationen, $(L + L_c - 1) \cdot 2^{L_c+1}$ Exponentialfunktionen und $L + M$ Logarithmen

gezählt. Der Rechenaufwand des BCJR-Algorithmus ist in grober Näherung proportional zur Anzahl der Knoten des Trellisdiagramms. Beim Einsatz des BCJR-Algorithmus zum Schätzwertverbessern, siehe Bild 8.16, sind zusätzlich zu den Rechenaufwänden aus Tabelle 8.2 noch M Multiplikationen zum Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.42), aus den Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, sowie M Berechnungen der tanh-Funktion zum Ermitteln der verbesserten Schätzungen $\hat{d}_{F,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, aus den Log-Likelihood-Verhältnissen $L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.54), erforderlich. Die Notwendigkeit, Exponentialfunktionen und Logarithmen zu berechnen, macht den BCJR-Algorithmus für eine direkte Hardwareimplementierung ungeeignet. Im nächsten Abschnitt 8.3.3 wird daher eine aufwandsgünstige Approximation des BCJR-Algorithmus vorgestellt.

Die Performanz der Schätzwertverbesserung mit dem BCJR-Algorithmus wird simulativ untersucht. Es werden die Faltungscodes aus Tabelle 8.1 verwendet, und es werden jeweils Blöcke mit

$$L = 10 \tag{8.100}$$

uncodierten Datensymbolen betrachtet.

Aus der Shannon-Grenze [Ber80] ergibt sich auch eine Grenze für die mit Auswerten der Fehlerschutzcodierung erzielbare Schätzwertverbesserung. Ab einem von der Coderate R_c abhängigen minimalen Signal-Stör-Verhältnis

$$\gamma_{\text{in,min}}^{(k)} = \frac{2R_c}{\text{lb}(e)} \tag{8.101}$$

am Eingang des Schätzwertverbesserers wäre es bei unendlicher langen Datenvektoren und bei Einsatz einer geeigneten Fehlerschutzcodierung prinzipiell möglich, die gesendeten uncodierten Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) im Empfänger fehlerfrei zu rekonstruieren. Nun ist genau im Fall fehlerfreier Übertragung der uncodierten Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) auch eine fehlerfreie Rekonstruktion der codierten Datenvektoren $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) möglich, das heißt man könnte eine fehlerfreie verbesserte Schätzung $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ gewinnen. Die Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},F,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.15), am Ausgang des Schätzwertverbesserers sind dann unendlich groß. Reale Schätzwertverbesserer können diese Shannon-Grenze, siehe (8.101), nicht erreichen, da die Dimension L der uncodierten Datenvektoren $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) nicht unendlich groß ist und die eingesetzten Fehlerschutzcodes nicht optimal sind. Der Vergleich der erzielten Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},F,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.15), am Ausgang des Schätzwertverbesserers mit der Shannon-Grenze (8.101) erlaubt jedoch bei hinreichend großem L eine Beurteilung der Güte des eingesetzten Fehlerschutzcodes.

Für verschiedene Datensymbole ergeben sich geringe Unterschiede des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_{\text{out},F,m}^{(k)}$, siehe (8.15), am Ausgang des Schätzwertverbesserers. Dies resultiert daraus, daß die Datensymbole $d_m^{(k)}$ an Anfang und Ende des Datenblocks aufgrund des bekannten Anfangs- und Endzustandes des Faltungscodierers besser gegen Übertragungsfehler geschützt sind als Datensymbole $d_m^{(k)}$ in der Mitte des Datenblocks. Im folgenden werden nur noch die über alle Datensymbole $d_m^{(k)}$ eines Datenblocks gemittelten Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},F}^{(k)}$, siehe (8.16), am Ausgang des Schätzwertverbesserers betrachtet.

Aus den Bildern 8.17 und 8.18 kann man den Einfluß der Parameter Rate R_c und Einflußlänge L_c des Faltungscode auf die erzielbare Schätzwertverbesserung ansehen. Man erkennt, daß sich die Kurven mit wachsender Einflußlänge L_c der Shannon-Grenze annähern. Andererseits nimmt der Rechenaufwand mit wachsender Einflußlänge L_c stark zu, so daß man einen Kompromiß zwischen erzielbarer Schätzwertverbesserung und Rechenaufwand finden muß. Codes kleiner Rate R_c liefern erwartungsgemäß bessere Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},F}^{(k)}$, siehe (8.16), am Ausgang des Schätzwertverbesserers, allerdings um den Preis eines bei gegebener Dimension L des uncodierten Datenvektors $\mathbf{u}^{(k)}$ nach (2.1) längeren zu übertragenden codierten Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2), das heißt einer bei gegebenem Kanal niedrigeren Nutzdatenrate.

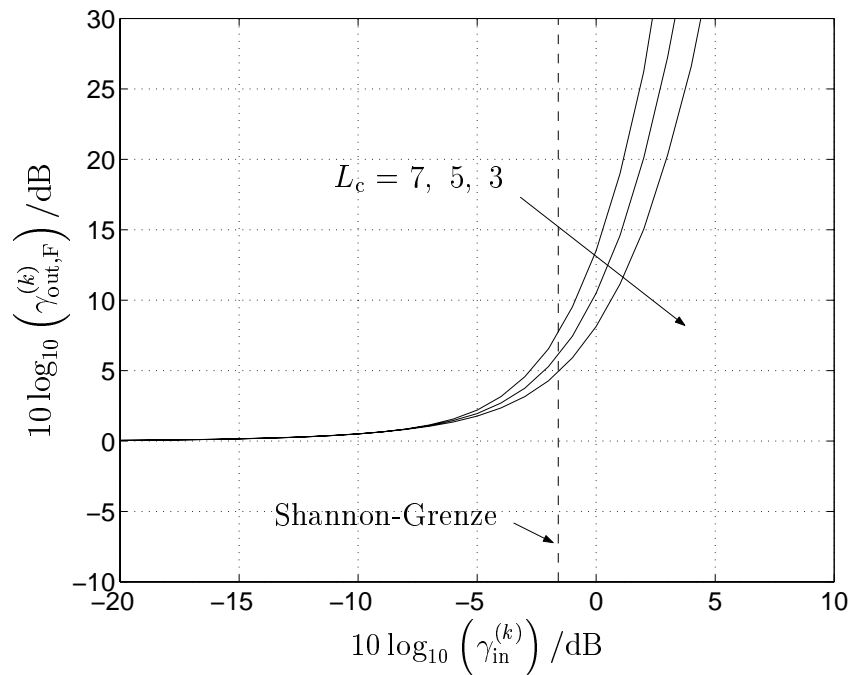


Bild 8.17. Performanz optimaler Schätzwertverbesserung mit dem BCJR-Algorithmus; $R_c = \frac{1}{2}$; Parameter: L_c

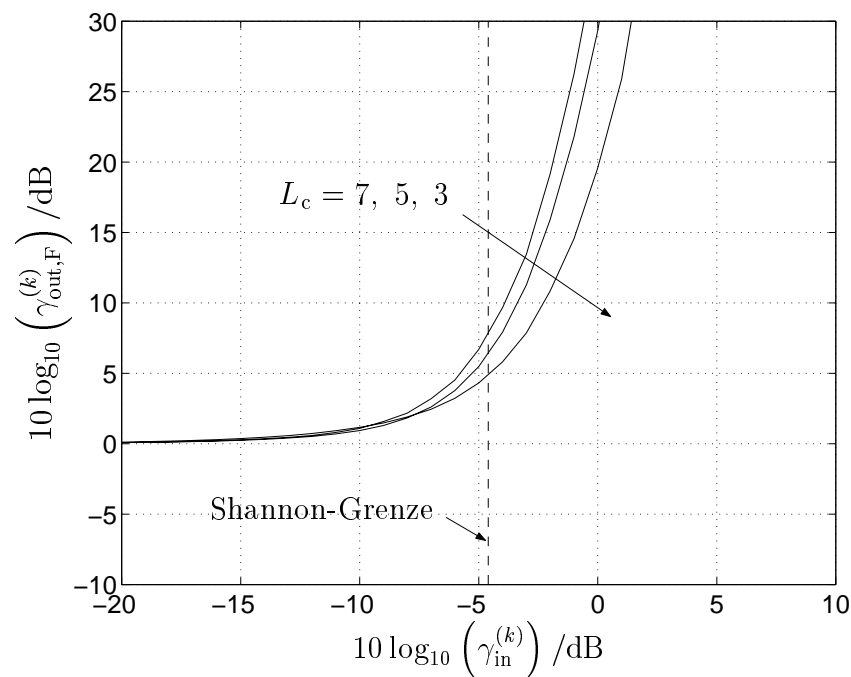


Bild 8.18. Performanz optimaler Schätzwertverbesserung mit dem BCJR-Algorithmus; $R_c = \frac{1}{4}$; Parameter: L_c

8.3.3 Max-Log-BCJR-Algorithmus

Ausgehend vom BCJR-Algorithmus erhält man den Max-Log-BCJR-Algorithmus [RH97, RVH95, Pet94, EPG94, KB90], indem man

- nur die Logarithmen der Elemente der Matrizen \mathcal{G}_{-1} , siehe (8.98), und \mathcal{G}_{+1} , siehe (8.99), und der Koeffizienten $\alpha(z_i^{(k)}, i)$ und $\beta(z_i^{(k)}, i)$ berechnet und

- die Approximation

$$\ln \left(\sum_i \exp(x_i) \right) \approx \max_i (x_i) \quad (8.102)$$

verwendet [RH97, RVH95].

Aus (8.81) folgt die Formel

$$\begin{aligned} & \ln \left(\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right) \right) \\ &= \frac{1}{2} v_i^{(k)} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} + \sum_{m=\frac{i-1}{R_c}+1}^{\frac{i}{R_c}} \frac{1}{2} d_m^{(k)} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\} \\ & \quad + \underbrace{\ln \left(\frac{1}{\exp \left(+\frac{1}{2} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2} L \left\{ v_i^{(k)} \right\} \right)} \right)}_{\text{Konstante}} \\ & \quad + \underbrace{\sum_{m=\frac{i-1}{R_c}+1}^{\frac{i}{R_c}} \ln \left(\frac{1}{\exp \left(+\frac{1}{2} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\} \right) + \exp \left(-\frac{1}{2} L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\} \right)} \right)}_{\text{Konstante}}. \end{aligned} \quad (8.103)$$

zum Berechnen der Logarithmen der Übergangswahrscheinlichkeiten [RH97, RVH95]. Die additiven Konstanten brauchen nicht berechnet zu werden, da sie sich beim späteren Bilden der Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, nach (8.53) und $L \left\{ u_l^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $l = 1 \dots L$, nach (8.97) wieder wegekürzen. Mit (8.102) folgt aus (8.91) die approximative Vorwärtsrekursionsformel [RH97, RVH95]

$$\ln \left(\alpha \left(z_i^{(k)}, i \right) \right) \approx \max_{(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}) \in \mathbb{T}} \left(\ln \left(\gamma \left(z_{i-1}^{(k)}, z_i^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i)} \right) \right) + \ln \left(\alpha \left(z_{i-1}^{(k)}, i-1 \right) \right) \right). \quad (8.104)$$

Analog erhält man mit (8.102) aus (8.93) die approximative Rückwärtsrekursionsformel [RH97, RVH95]

$$\ln \left(\beta \left(z_i^{(k)}, i \right) \right) \approx \max_{(z_i^{(k)}, z_{i+1}^{(k)}) \in \mathbb{T}} \left(\ln \left(\gamma \left(z_i^{(k)}, z_{i+1}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i+1)} \right) \right) + \ln \left(\beta \left(z_{i+1}^{(k)}, i+1 \right) \right) \right). \quad (8.105)$$

Das Log-Likelihood-Verhältnis der codierten Datensymbole $d_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, ergibt sich aus (8.88) mit (8.102) näherungsweise zu [RH97, RVH95]

$$\begin{aligned} L \left\{ d_m^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} &\approx \max_{(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}) \in \mathbb{T}_{d_m^{(k)}=+1}} \left(\ln \left(\gamma \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i_m)} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. + \ln \left(\alpha \left(z_{i_m-1}^{(k)}, i_m - 1 \right) \right) + \ln \left(\beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \right) \right) \\ &\quad - \max_{(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}) \in \mathbb{T}_{d_m^{(k)}=-1}} \left(\ln \left(\gamma \left(z_{i_m-1}^{(k)}, z_{i_m}^{(k)}, \hat{\mathbf{d}}^{(k,i_m)} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. + \ln \left(\alpha \left(z_{i_m-1}^{(k)}, i_m - 1 \right) \right) + \ln \left(\beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \right) \right). \end{aligned} \quad (8.106)$$

Das Log-Likelihood-Verhältnis der Bits $u_l^{(k)}$, $l = 1 \dots L$ ergibt sich aus (8.97) mit (8.102) näherungsweise zu [RH97, RVH95]

$$\begin{aligned} L \left\{ u_l^{(k)} \mid \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} &\approx \max_{z_{i_m}^{(k)} \in \left\{ z_i^{(k)} \mid \psi(z_i^{(k)}) = +1 \right\}} \left(\ln \left(\alpha \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \right) + \ln \left(\beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \right) \right) \\ &\quad - \max_{z_{i_m}^{(k)} \in \left\{ z_i^{(k)} \mid \psi(z_i^{(k)}) = -1 \right\}} \left(\ln \left(\alpha \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \right) + \ln \left(\beta \left(z_{i_m}^{(k)}, i_m \right) \right) \right). \end{aligned} \quad (8.107)$$

Aus diesen Formeln folgt der im folgenden mit Nassi-Shneiderman-Diagrammen dargestellte Max-Log-BCJR-Algorithmus.

Max-Log-BCJR-Algorithmus — Berechnen der Übergangswahrscheinlichkeiten

für $i = 0 \dots I - 1$			
<table> <tr> <td>für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$</td></tr> <tr> <td> $\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i) := -\frac{1}{2} \text{L} \left\{ v_{i+1}^{(k)} \right\} + \sum_{j=1}^{\frac{1}{R_c}} \frac{1}{2} [\omega(z, -1)]_j \text{L} \left\{ \hat{d}_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \middle d_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \right\}$ </td></tr> <tr> <td> $\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i) := +\frac{1}{2} \text{L} \left\{ v_{i+1}^{(k)} \right\} + \sum_{j=1}^{\frac{1}{R_c}} \frac{1}{2} [\omega(z, -1)]_j \text{L} \left\{ \hat{d}_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \middle d_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \right\}$ </td></tr> </table>	für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$	$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i) := -\frac{1}{2} \text{L} \left\{ v_{i+1}^{(k)} \right\} + \sum_{j=1}^{\frac{1}{R_c}} \frac{1}{2} [\omega(z, -1)]_j \text{L} \left\{ \hat{d}_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \middle d_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \right\}$	$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i) := +\frac{1}{2} \text{L} \left\{ v_{i+1}^{(k)} \right\} + \sum_{j=1}^{\frac{1}{R_c}} \frac{1}{2} [\omega(z, -1)]_j \text{L} \left\{ \hat{d}_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \middle d_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \right\}$
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$			
$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i) := -\frac{1}{2} \text{L} \left\{ v_{i+1}^{(k)} \right\} + \sum_{j=1}^{\frac{1}{R_c}} \frac{1}{2} [\omega(z, -1)]_j \text{L} \left\{ \hat{d}_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \middle d_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \right\}$			
$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i) := +\frac{1}{2} \text{L} \left\{ v_{i+1}^{(k)} \right\} + \sum_{j=1}^{\frac{1}{R_c}} \frac{1}{2} [\omega(z, -1)]_j \text{L} \left\{ \hat{d}_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \middle d_{\frac{i}{R_c}+j}^{(k)} \right\}$			

Max-Log-BCJR-Algorithmus — Vorwärtsrekursion

$\tilde{\alpha}\left(0,0\right):=0$																	
für $z=1\ldots 2^{L_c-1}-1$ <table><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(z,0\right):=-\infty$</td></tr></table>	$\tilde{\alpha}\left(z,0\right):=-\infty$																
$\tilde{\alpha}\left(z,0\right):=-\infty$																	
für $i=1\ldots I$ <table><tr><td>für $z=0\ldots 2^{L_c-1}-1$<table><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(z,i\right):=-\infty$</td></tr></table></td></tr><tr><td>für $z=0\ldots 2^{L_c-1}-1$<table><tr><td><table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table></td></tr><tr><td><table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table></td></tr></table></td></tr></table>	für $z=0\ldots 2^{L_c-1}-1$ <table><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(z,i\right):=-\infty$</td></tr></table>	$\tilde{\alpha}\left(z,i\right):=-\infty$	für $z=0\ldots 2^{L_c-1}-1$ <table><tr><td><table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table></td></tr><tr><td><table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table></td></tr></table>	<table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table>	$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$	ja	nein	$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$			<table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table>	$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$	ja	nein	$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$		
für $z=0\ldots 2^{L_c-1}-1$ <table><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(z,i\right):=-\infty$</td></tr></table>	$\tilde{\alpha}\left(z,i\right):=-\infty$																
$\tilde{\alpha}\left(z,i\right):=-\infty$																	
für $z=0\ldots 2^{L_c-1}-1$ <table><tr><td><table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table></td></tr><tr><td><table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table></td></tr></table>	<table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table>	$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$	ja	nein	$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$			<table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table>	$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$	ja	nein	$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$					
<table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table>	$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$	ja	nein	$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$													
$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right)$	ja	nein															
$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,-1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{-1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$																	
<table><tr><td>$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td>$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$</td><td colspan="2"></td></tr></table>	$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$	ja	nein	$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$													
$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)>\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right)$	ja	nein															
$\tilde{\alpha}\left(\delta\left(z,+1\right),i\right):=\tilde{\mathcal{G}}_{+1}\left(z,i-1\right)+\tilde{\alpha}\left(z,i-1\right)$																	

Max-Log-BCJR-Algorithmus — Rückwärtsrekursion

$\tilde{\beta}(0, I) := 0$	
für $z = 1 \dots 2^{L_c-1} - 1$	
$\tilde{\beta}(z, I) := -\infty$	
für $i = I - 1 \dots 0$	
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$	
ja	nein
$\tilde{\beta}(z, i) :=$ $\tilde{\beta}(\delta(z, -1), i + 1) + \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i)$	$\tilde{\beta}(z, i) :=$ $\tilde{\beta}(\delta(z, +1), i + 1) + \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i)$

Max-Log-BCJR-Algorithmus — Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse der uncodierten Bits

für $l = 1 \dots L$																											
$p := -\infty$																											
$q := -\infty$																											
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$																											
<table><tr><td colspan="2">ja</td><td colspan="2">$\psi(z) = +1$</td><td colspan="2">nein</td></tr><tr><td colspan="2">ja</td><td colspan="2">$\tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l) > p$</td><td colspan="2">nein</td></tr><tr><td colspan="2">ja</td><td colspan="2">$\tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l) > q$</td><td colspan="2">nein</td></tr><tr><td colspan="2">$p := \tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l)$</td><td colspan="2"></td><td colspan="2">$q := \tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l)$</td></tr></table>				ja		$\psi(z) = +1$		nein		ja		$\tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l) > p$		nein		ja		$\tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l) > q$		nein		$p := \tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l)$				$q := \tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l)$	
ja		$\psi(z) = +1$		nein																							
ja		$\tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l) > p$		nein																							
ja		$\tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l) > q$		nein																							
$p := \tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l)$				$q := \tilde{\alpha}(z, l) + \tilde{\beta}(z, l)$																							
$L \left\{ u_l^{(k)} \middle \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} := p - q$																											

Max-Log-BCJR-Algorithmus — Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse der codierten Datensymbole

für $m = 1 \dots M$

$i := (m - 1) \operatorname{div} \frac{1}{R_c} + 1$																							
$p := -\infty$																							
$q := -\infty$																							
für $z = 0 \dots 2^{L_c-1} - 1$																							
<table><tr><td colspan="2">$[\omega(z, +1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$</td><td colspan="2"></td></tr><tr><td>ja</td><td></td><td></td><td>nein</td></tr><tr><td colspan="2">$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > p$</td><td colspan="2">$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > q$</td></tr><tr><td>ja</td><td>nein</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td colspan="2">$p := \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$</td><td colspan="2">$q := \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$</td></tr></table>				$[\omega(z, +1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$				ja			nein	$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > p$		$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > q$		ja	nein	ja	nein	$p := \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$		$q := \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$	
$[\omega(z, +1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$																							
ja			nein																				
$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > p$		$\tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > q$																					
ja	nein	ja	nein																				
$p := \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$		$q := \tilde{\mathcal{G}}_{+1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$																					
<table><tr><td colspan="2">$[\omega(z, -1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$</td><td colspan="2"></td></tr><tr><td>ja</td><td></td><td></td><td>nein</td></tr><tr><td colspan="2">$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > p$</td><td colspan="2">$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > q$</td></tr><tr><td>ja</td><td>nein</td><td>ja</td><td>nein</td></tr><tr><td colspan="2">$p := \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$</td><td colspan="2">$q := \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$</td></tr></table>				$[\omega(z, -1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$				ja			nein	$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > p$		$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > q$		ja	nein	ja	nein	$p := \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$		$q := \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$	
$[\omega(z, -1)]_{(m-1) \bmod \frac{1}{R_c} + 1} = +1$																							
ja			nein																				
$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > p$		$\tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i) > q$																					
ja	nein	ja	nein																				
$p := \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$		$q := \tilde{\mathcal{G}}_{-1}(z, i - 1) + \tilde{\alpha}(z, i - 1) + \tilde{\beta}(\delta(z, +1), i)$																					
$L \left\{ d_m^{(k)} \middle \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} := p - q$																							

Der Max-Log-BCJR-Algorithmus selbst benötigt keinerlei Multiplikations- oder Divisionsoperationen und auch keine Berechnung komplizierter Funktionen. Die Performanzverluste infolge der Approximationen gegenüber dem optimalen BCJR-Algorithmus sind in typischen Anwendungsfällen gering [RVH95]. Der Max-Log-BCJR-Algorithmus

eignet sich somit sehr gut für eine Hardwareimplementierung. Beim Einsatz des Max-Log-BCJR-Algorithmus zum Schätzwertverbessern, siehe Bild 8.16, sind jedoch M Multiplikationen zum Berechnen der Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.42), aus den Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, sowie M Berechnungen der tanh-Funktion zum Ermitteln der verbesserten Schätzungen $\hat{d}_{F,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, aus den Log-Likelihood-Verhältnissen $L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.54), erforderlich. Das aufwendige Berechnen der tanh-Funktion kann vermieden werden, indem man

- die tanh-Funktion durch die stückweise lineare Funktion

$$\tanh \left(\frac{L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{2} \right) \approx \begin{cases} -1 & \text{falls } \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{2} \leq -1, \\ \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{2} & \text{falls } -1 < \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{2} < +1, \\ 1 & \text{falls } \frac{L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{2} \geq +1 \end{cases} \quad (8.108)$$

approximiert oder

- statt der tanh-Funktion eine harte Quantisierung

$$\tanh \left(\frac{L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\}}{2} \right) \approx \text{sign} \left(L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \mathbf{d}^{(k)} \right\} \right) \quad (8.109)$$

verwendet.

Falls die uncodierten Datensymbole gleichverteilt sind, das heißt, falls

$$L \left\{ v_l^{(k)} \right\} = 0, \quad l = 1 \dots L, \quad (8.110)$$

gilt, so eliminiert die harte Quantisierung (8.109) der Ausgabewerte des Max-Log-BCJR-Algorithmus auch die Notwendigkeit der Kenntnis der Varianz σ_d^2 der Störung zum Skalieren der Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, zum Gewinnen der Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.42), am Eingang des Max-Log-BCJR-Algorithmus. Die Multiplikation aller Eingangswerte $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.42), des Max-Log-BCJR-Algorithmus bewirkt im Fall (8.110) eine Multiplikation aller Ausgabewerte $L \left\{ d_m^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, nach (8.106) und $L \left\{ u_l^{(k)} \middle| \hat{\mathbf{d}}^{(k)} \right\}$, $l = 1 \dots L$, nach (8.107) des Max-Log-BCJR-Algorithmus mit dem gleichen Faktor, das heißt, für den Max-Log-BCJR-Algorithmus gilt das Proportionalitätsprinzip [WHW00]. Das Proportionalitätsprinzip gilt für den Max-Log-BCJR-Algorithmus sogar bei beliebigen Log-Likelihood-Verhältnissen $L \left\{ v_l^{(k)} \right\}$, $l = 1 \dots L$, siehe (8.79), jedoch müssen

dann alle Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left\{ \hat{d}_m^{(k)} \middle| d_m^{(k)} \right\}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.42), und $L \left\{ v_l^{(k)} \right\}$, $l = 1 \dots L$, siehe (8.79), am Eingang des Max-Log-BCJR-Algorithmus mit dem gleichen Proportionalitätsfaktor versehen werden.

8.4 Schätzen der Zuverlässigkeitsinformation

In den vorangegangenen Abschnitten 8.2.2 und 8.3 wurden die Schätzwertverbesserungsverfahren

- weiches Quantisieren,
- optimales Schätzwertverbessern mit dem BCJR-Algorithmus und
- Schätzwertverbessern mit dem Max-Log-BCJR-Algorithmus,

untersucht, die nicht mit hart quantisierten Werten arbeiten, sondern Zuverlässigkeitsinformationen über die zu verbessernde Schätzung $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ berücksichtigen. Unter der in Abschnitt 8.1.2 gemachten Annahme, daß die zu verbessernden Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, erwartungstreu und durch unkorrelierte, gaußverteilte Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, gestört sind, hängt die Zuverlässigkeit der Schätzungen $\hat{d}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, allein von der Varianz σ_d^2 der Störungen ab. Das Berechnen der Zuverlässigkeitsinformation erfordert daher die Kenntnis der Varianz σ_d^2 der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$. In einem realen iterativen Mehrteilnehmerdetektor ist diese Varianz σ_d^2 nicht von vornherein bekannt, sondern muß geschätzt werden.

Bevor Verfahren zum Schätzen der Varianz σ_d^2 der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, untersucht werden, soll zunächst der Einfluß fehlerhafter Schätzungen $\hat{\sigma}_d^2$ auf die Schätzwertverbesserung untersucht werden. Im allgemeinen kann der Einfluß einer fehlerhaften Schätzung $\hat{\sigma}_d^2$ auf die Schätzwertverbesserung nur simulativ untersucht werden.

In Bild 8.19 bis 8.22 sind die am Ausgang des Schätzwertverbesserers erzielbaren Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.15), beziehungsweise mittleren Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out}}^{(k)}$, siehe (8.16), abhängig von der vom Schätzwertverbesserer verwendeten geschätzten Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ der Störung für eine bestimmte wahre Varianz σ_d^2 der Störung aufgetragen. Es wurden die beiden Schätzwertverbesserungsverfahren

- weiches Quantisieren nach (8.44) und

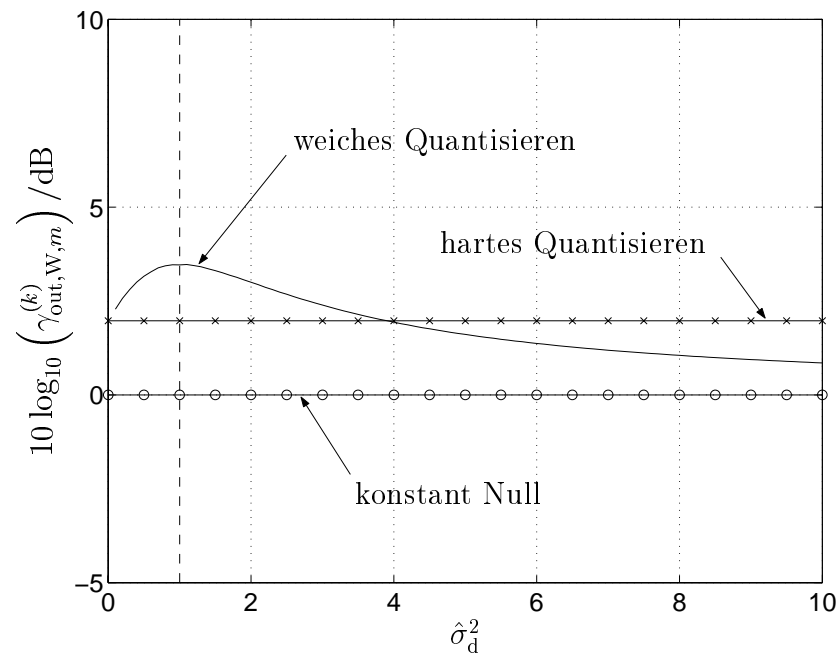


Bild 8.19. Einfluß von $\hat{\sigma}_d^2$ auf das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out},W,m}^{(k)}$, siehe (8.15), am Ausgang des weichen Quantisierers; $\sigma_d^2 = 1$

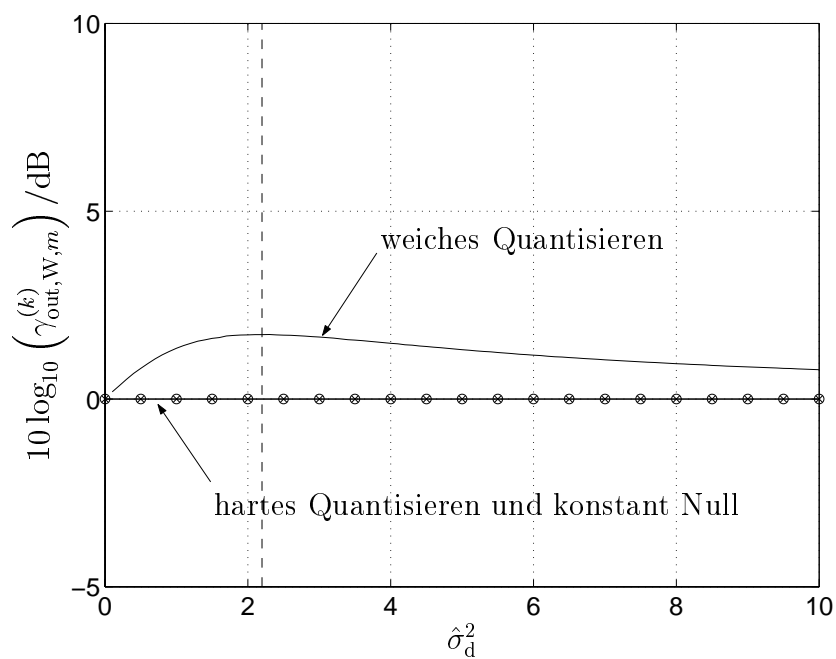


Bild 8.20. Einfluß von $\hat{\sigma}_d^2$ auf das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out},W,m}^{(k)}$, siehe (8.15), am Ausgang des weichen Quantisierers; $\sigma_d^2 = 2, 2$

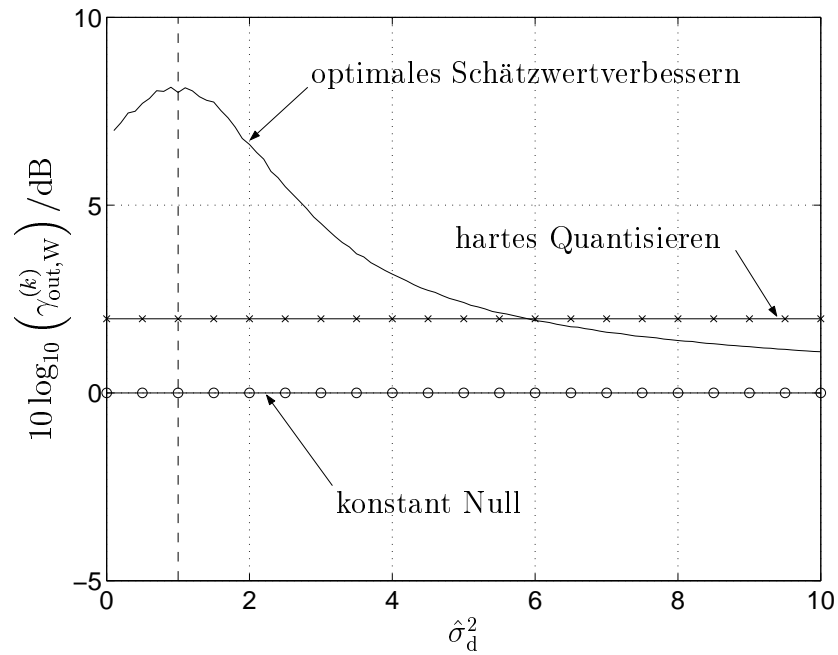


Bild 8.21. Einfluß von $\hat{\sigma}_d^2$ auf das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out},W}^{(k)}$, siehe (8.16), am Ausgang des optimalen Schätzwertverbesserers mit dem BCJR-Algorithmus; $\sigma_d^2 = 1$

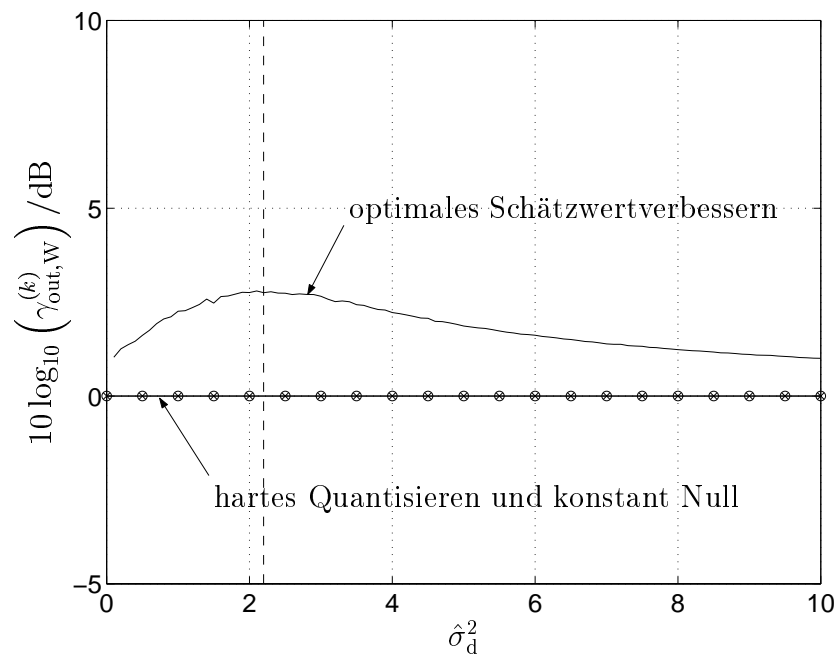


Bild 8.22. Einfluß von $\hat{\sigma}_d^2$ auf das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out},W}^{(k)}$, siehe (8.16), am Ausgang des optimalen Schätzwertverbesserers mit dem BCJR-Algorithmus; $\sigma_d^2 = 2, 2$

- optimales Schätzwertverbessern, siehe (8.54), mit dem BCJR-Algorithmus, siehe Abschnitt 8.3.2,

untersucht. Für jedes dieser Schätzwertverbesserungsverfahren sind zwei Kurven mit verschiedenen Werten für die wahre Varianz σ_d^2 der Störung dargestellt. Man erkennt, daß in der Regel auch mit doppeltem oder halbem Wert der wahren Varianz σ_d^2 der Störung als geschätzte Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ noch gute Schätzwertverbesserungsergebnisse erzielt werden, das heißt, die Schätzung $\hat{\sigma}_d^2$ braucht nicht sehr genau zu sein, und es ist zu erwarten, daß selbst einfache Schätzverfahren zu guten Ergebnissen führen.

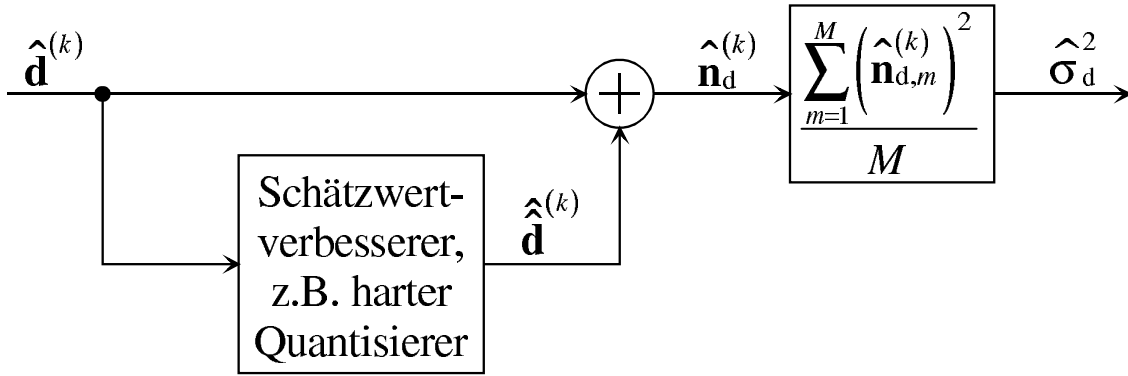
Eine sehr große geschätzte, zum Schätzwertverbessern genutzte Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ bedeutet für den Schätzwertverbesserer, daß die Schätzung $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ keinerlei Information über den wahren Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ nach (2.2) enthält. Das Beste, was ein Schätzwertverbesserer in dieser Situation tun kann, ist, den Nullvektor als verbesserte Schätzung $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ auszugeben. Der Grenzwert der Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.15), am Ausgang des Schätzwertverbesserers für $\hat{\sigma}_d^2 \rightarrow \infty$ bei einem festen Wert σ_d^2 der wahren Varianz der Störung ist folglich 0 dB. Alle hier betrachteten mit Zuverlässigkeitsinformationen arbeitenden Schätzwertverbesserer verhalten sich derart.

Im Grenzfall $\hat{\sigma}_d^2 \rightarrow 0$ konvergiert das Verhalten des weichen Quantisierers gegen den harten Quantisierer. Falls das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out},H,m}^{(k)}$, siehe (8.15), am Ausgang des harten Quantisierers kleiner als 0 dB ist, kann die Performanz eines weichen Quantisierers mit geschätzter Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ der Störung unabhängig von der Schätzgüte niemals schlechter als die Performanz des harten Quantisierers sein, das heißt, beim Quantisieren in Szenarien mit hinreichend hoher Varianz σ_d^2 der Störung erreicht man auch mit beliebig schlechten Schätzungen $\hat{\sigma}_d^2$ der Varianz der Störung σ_d^2 mindestens das Ergebnis, das man mit Quantisierungsverfahren, die ohne Kenntnis der Varianz σ_d^2 der Störung arbeiten, erreichen kann. Der Grenzwert der Varianz σ_d^2 der Störung, bei dem das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{out},H,m}^{(k)}$, siehe (8.15), am Ausgang des harten Quantisierers gleich 0 dB ist, ist

$$\sigma_{d,\text{limit}}^2 = \frac{1}{2 \left(\text{erfc}^{-1} \left(\frac{1}{2} \right) \right)^2} \approx 2, 2. \quad (8.111)$$

Die Aufgabe des hier zu entwerfenden Schätzers ist es, aus dem erwartungstreu geschätzten Datenvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ die Varianz σ_d^2 der überlagerten Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.11), zu schätzen. Das vorgeschlagene Schätzverfahren besteht aus den zwei Schritten

- Schätzen des Störvektors $\mathbf{n}_d^{(k)}$ nach (8.11) und


 Bild 8.23. Schätzen der Varianz σ_d^2 der Störung

- Schätzen der Varianz σ_d^2 der Störungen $n_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$,

siehe Bild 8.23. Zum Schätzen des Störvektors $\mathbf{n}_d^{(k)}$ nach (8.11) wird zunächst eine Schätzung $\hat{\hat{\mathbf{d}}}^{(k)}$ des Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$, siehe (2.2), ermittelt. Der geschätzte Störvektor ergibt sich dann zu

$$\hat{\mathbf{n}}_d^{(k)} = \hat{\mathbf{d}}^{(k)} - \hat{\hat{\mathbf{d}}}^{(k)}. \quad (8.112)$$

Das Schätzen des Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$, siehe (2.2), beruht auf dem Ausnutzen der Kenntnis des Modulationsalphabets und optional des eingesetzten Fehlerschutzcodes und erfolgt mit einem Schätzwertverbesserer, der ohne Zuverlässigkeitsinformationen arbeitet, das heißt der keine Kenntnis der Varianz σ_d^2 der Störung benötigt. Ein derartiger Schätzwertverbesserer ist beispielsweise der harte Quantisierer. Da die Störung $\mathbf{n}_d^{(k)}$ nach (8.11) mittelwertfrei ist, ist der Mittelwert der Quadrate der geschätzten Störungen $\hat{n}_{d,m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, eine Schätzung der Varianz σ_d^2 :

$$\hat{\sigma}_d^2 = \frac{\sum_{m=1}^M \hat{n}_{d,m}^{(k)}}{M}. \quad (8.113)$$

Die mit Schätzen der Varianz σ_d^2 der Störung erzielbare Performanz der Schätzwertverbesserung wurde für die Schätzwertverbesserungsverfahren

- weiches Quantisieren nach (8.44) und
- optimales Schätzwertverbessern, siehe (8.54), mit dem BCJR-Algorithmus

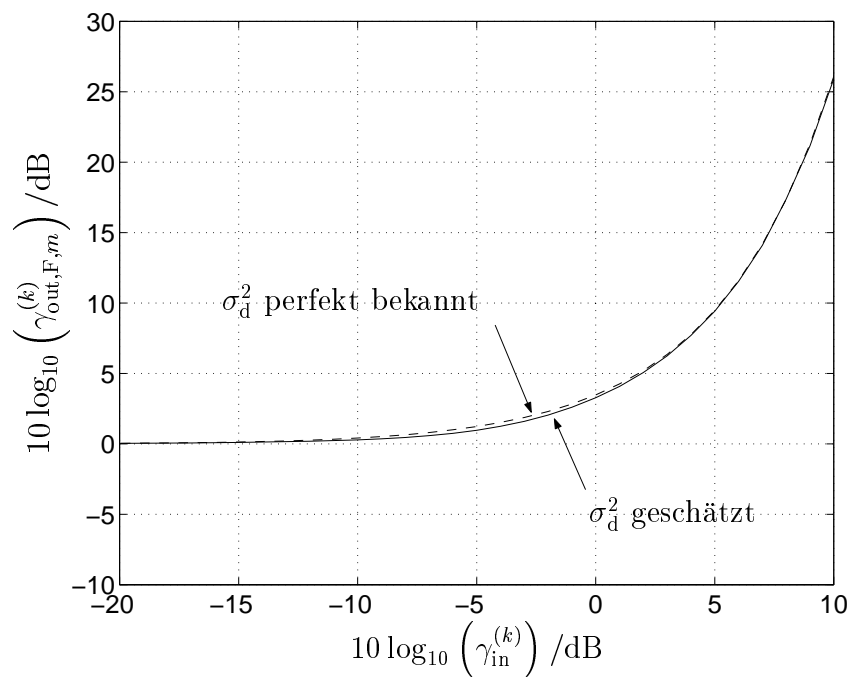


Bild 8.24. Performanz weicher Quantisierung mit Schätzen der Varianz σ_d^2 ; $R_c = \frac{1}{2}$, $L_c = 5$

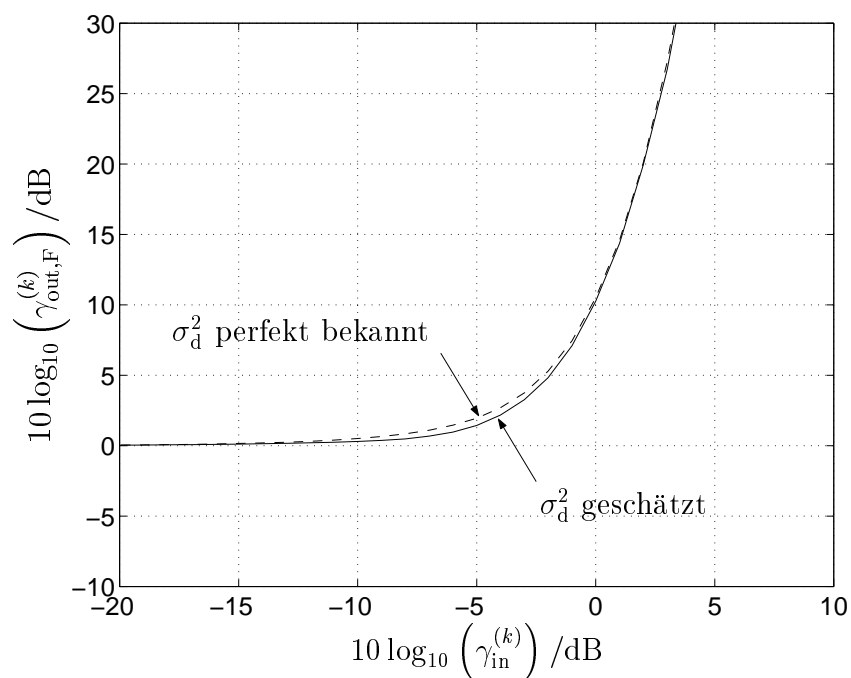


Bild 8.25. Performanz optimaler Schätzwertverbesserung mit dem BCJR-Algorithmus mit Schätzen der Varianz σ_d^2 ; $R_c = \frac{1}{2}$, $L_c = 5$

simulativ untersucht. In Bild 8.24 und 8.25 sind die am Ausgang des Schätzwertverbesserers erzielbaren Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out},m}^{(k)}$, $m = 1 \dots M$, siehe (8.15), beziehungsweise mittleren Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{\text{out}}^{(k)}$, siehe (8.16), abhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{\text{in}}^{(k)}$, siehe (8.18), am Eingang des Schätzwertverbesserers dargestellt. Zum Vergleich sind neben den Ergebnissen mit geschätzter Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ der Störung auch die aus Abschnitt 8.2.2 und 8.3.2 bekannten Ergebnisse mit perfekt bekannter Varianz σ_d^2 der Störung dargestellt. Man erkennt, daß die Performanz der Schätzwertverbesserungsverfahren mit geschätzter Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ der Störung nur unwesentlich schlechter als die mit perfekt bekannter Varianz σ_d^2 der Störung erzielbare Performanz ist, das heißt das Problem des Schätzens der Varianz $\hat{\sigma}_d^2$ der Störung kann als gelöst angesehen werden.

Kapitel 9

Zusammenfassung

Mobilfunksysteme sind interferenzbegrenzt. Eine signifikante Steigerung der Leistungsfähigkeit von Mobilfunksystemen und die damit verbundene Erhöhung des mit begrenzten Frequenzspektrumsressourcen erzielbaren ökonomischen Gewinns erfordert daher eine Interferenzreduktion. Da der von einem empfangenen Interferenzsignal erzeugte Störeffekt sowohl

- von der Leistung des Interferenzsignals als auch
- von der Struktur des Interferenzsignals im Vergleich zur Struktur des Nutzsignals

abhängt, ergeben sich zwei prinzipielle Ansätze zur Reduktion der Interferenz.

Bei den Interferenzreduktionsverfahren auf der Systemebene wird die Leistung der empfangenen Interferenzsignale zum Beispiel durch geschickte Regelung der Sendeleistungen oder durch Einstellen der Richtcharakteristiken von Sendeantennen oder Empfangsantennen reduziert. Interferenzreduktionsverfahren auf der Systemebene sind relativ einfach realisierbar und können bereits in heutigen Mobilfunksystemen erfolgreich eingesetzt werden.

Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene zielen auf eine vorteilhafte Beeinflussung oder Berücksichtigung der Signalstrukturen. Ausgehend von allgemeingültigen Eigenschaften des Mobilfunkkanals wie Linearität, in Relation zur Kanalimpulsantwortdauer langsamer Zeitvarianz und endliche Dauer der Kanalimpulsantworten kann man Signalstrukturen finden, die a priori zu wenig oder sogar keiner schädlichen Interferenz führen. Solche einfachste, vom aktuellen Zustand des Mobilfunkkanals unabhängigen Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene sind beispielsweise die Vielfachzugriffsverfahren, die in jedem Mobilfunksystem eingesetzt werden.

In letzter Zeit werden auch vermehrt Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene untersucht, die die Kenntnis des aktuellen Kanalzustands ausnutzen. Solche Interferenzreduktionsverfahren erfordern komplizierte Berechnungen in Sender oder

Empfänger, in die die einzelnen Signalabtwerte und die schnell zeitvarianten Kanalimpulsantworten eingehen. Der daraus resultierende hohe Rechenaufwand verhinderte bis vor kurzem eine Realisierung in kommerziellen Produkten. Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene kann man in senderseitige Verfahren und empfängerseitige Verfahren unterteilen. Die senderseitigen Verfahren versuchen, durch geschickte Gestaltung der Sendesignale schädliche Interferenzen zu vermeiden. Ein Schwerpunkt der vorliegenden Schrift ist das Untersuchen empfängerseitiger Interferenzreduktionsverfahren auf der Verbindungsebene. Hier interessiert neben der gemeinsamen Kanalschätzung insbesondere die gemeinsame Datenschätzung.

Ein wesentliches Problem bei der empfängerseitigen Interferenzreduktion auf der Verbindungsebene ist die erhöhte Anzahl zu berücksichtigender Mobilstationen bei der gemeinsamen Datenschätzung. Im Vergleich zu Empfängern ohne Interferenzreduktion müssen mehr Daten aus einer unveränderten Anzahl an verfügbaren Empfangswerten geschätzt werden, was zu einem verminderten Mehrteilnehmercodierungsgewinn des Datenschätzers führt. Der verminderte Mehrteilnehmercodierungsgewinn äußert sich darin, daß eine vorgegebene Störung am Empfängereingang die Schätzergebnisse stärker stört. Verfahren der gemeinsamen Datenschätzung können folglich nur dann gewinnbringend eingesetzt werden, wenn der negative Effekt des verminderten Mehrteilnehmercodierungsgewinns durch den positiven Effekt der reduzierten Interferenz mindestens kompensiert wird. Diese Forderung ist bei der Interzellinterferenzreduktion besonders kritisch, da die einzelnen Interzellinterferer häufig nur mit geringer Leistung empfangen werden, das heißt der positive Effekt der reduzierten Interferenz bei Berücksichtigen eines Interzellinterferers relativ gering ausfällt. Eine Voraussetzung zur erfolgreichen Interferenzreduktion und insbesondere zur Interzellinterferenzreduktion sind folglich Datenschätzer mit hohem Mehrteilnehmercodierungsgewinn. Die bekannten linearen gemeinsamen Datenschätzer wie der Zero-Forcing-Schätzer können diese Forderung nach hohem Mehrteilnehmercodierungsgewinn bei größeren Anzahlen gemeinsam detektierter Mobilstationen nicht erfüllen. Die bekannten optimalen nichtlinearen gemeinsamen Datenschätzer kommen aufgrund ihrer enormen Komplexität nicht in Betracht. Ein mögliche Lösung zum Erzielen hoher Mehrteilnehmercodierungsgewinne mit moderaten Rechenaufwänden sind die in der vorliegenden Schrift untersuchten, auf dem Turbo-Prinzip basierenden iterativen gemeinsamen Datenschätzer. Prinzipiell handelt es sich bei den hier untersuchten Datenschätzern um iterative Versionen der bekannten linearen gemeinsamen Datenschätzer, die um einen nichtlinearen Schätzwertverbesserer erweitert werden. Der nichtlineare Schätzwertverbesserer nutzt die Kenntnis des Modulationsalphabets und optional des eingesetzten Fehlerschutzcodes zum Verbessern der Schätzergebnisse. Die vielen vorgestellten Varianten der iterativen gemeinsamen Datenschätzer und die verschiedenen Schätzwertverbesserer

bilden eine Art Baukastensystem, das es erlaubt, für jeden Anwendungsfall einen maßgeschneiderten gemeinsamen Datenschätzer zu konstruieren. Es muß erwähnt werden, daß sich die so erzielten erhöhten Mehrteilnehmercodierungsgewinne nicht nur zum Interzellinterferenzeliminieren, sondern ganz allgemein zum Verbessern der Performanz von gemeinsamen Datenschätzern in Mobilfunksystemen nutzen lassen. In der vorliegenden Schrift werden die neuartigen, auf dem Turbo-Prinzip beruhenden iterativen gemeinsamen Datenschätzer daher unabhängig von der Anwendung des Interzellinterferenzeliminierens untersucht.

Bei den Simulationen in der vorliegenden Schrift wird exemplarisch die Aufwärtsstrecke von TD-CDMA, einem CDMA-Mobilfunksystem mit Zeitmultiplexkomponente, betrachtet. Die entwickelten Datenschätzverfahren können aber ebensogut auch in der Abwärtsstrecke und auch in anderen CDMA-Mobilfunksystemen eingesetzt werden. Die Simulationsergebnisse zeigen, daß man in typischen Mobilfunkszenarien mit den neuartigen, auf dem Turbo-Prinzip beruhenden iterativen gemeinsamen Datenschätzern fast die Performanzgrenze des Einzelsymbolfalls erreicht.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil der iterativen gemeinsamen Datenschätzer ist die Möglichkeit, den Rechenaufwand im Vergleich zu den bekannten linearen gemeinsamen Datenschätzern deutlich zu senken. So wird es möglich, eine gemeinsame Datenschätzung auch in solchen Mobilfunksystemen einzusetzen, wo dies bisher aufgrund der infolge der Systemparametrisierung relativ hohen erforderlichen Rechenaufwände nicht möglich war. Ein Beispiel für ein derartiges neues Anwendungsgebiet iterativer gemeinsamer Datenschätzer sind CDMA-Mobilfunksysteme ohne Zeitmultiplexkomponente.

Anhang A

Liste häufig verwendeter Formelzeichen

$\underline{\mathbf{A}}$	senderorientierte totale Systemmatrix
$\underline{\mathbf{a}}$	Steuervektor
$\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$	senderorientierte Systemmatrix des Teilnehmers k
$\underline{\mathbf{A}}_n^{(k)}$	empfangene Signatur des komplexen Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$
$\underline{\mathbf{B}}$	empfängerorientierte Systemmatrix
$\underline{\mathbf{b}}^{(k)}$	kombinierte Kanalimpulsantwort des Teilnehmers k
$C^{(k)}$	Nutzleistung des Teilnehmers k
$\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$	Spreizcode des Teilnehmers k
\mathbb{D}	Modulationsalphabet
$\underline{\mathbf{D}}$	Demodulatormatrix
\mathbf{d}	totaler codierter Datenvektor
$\hat{\mathbf{d}}$	Schätzung des totalen codierten Datenvektors \mathbf{d}
$\hat{\hat{\mathbf{d}}}$	verbesserte Schätzung des totalen codierten Datenvektors \mathbf{d}
$\underline{\mathbf{d}}$	totaler komplexer Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}$	Schätzung des totalen komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$
$\hat{\hat{\underline{\mathbf{d}}}}$	verbesserte Schätzung des totalen komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$
$\underline{\mathbf{D}}^{(k)}$	Demodulatormatrix des Teilnehmers k
$\mathbf{d}^{(k)}$	codierter Datenvektor des Teilnehmers k
$\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$	Schätzung des codierten Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$
$\hat{\hat{\mathbf{d}}}^{(k)}$	verbesserte Schätzung des codierten Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$
$\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$	komplexer Datenvektor des Teilnehmers k
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$	Schätzung des komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$
$\hat{\hat{\underline{\mathbf{d}}}}^{(k)}$	verbesserte Schätzung des komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$
$d_m^{(k)}$	m -tes Datensymbol des Teilnehmers k
$\hat{d}_m^{(k)}$	Schätzung des Datensymbols $d_m^{(k)}$
$\hat{\hat{d}}_m^{(k)}$	verbesserte Schätzung des Datensymbols $d_m^{(k)}$
$\underline{d}_n^{(k)}$	n -tes komplexes Datensymbol des Teilnehmers k
$\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$	Schätzung des komplexen Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$
$\hat{\hat{\underline{d}}}_n^{(k)}$	verbesserte Schätzung des komplexen Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$
$\underline{\mathbf{e}}$	Empfangssignal
$\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$	Empfangssignal des Teilnehmers k
$E_{\text{b},n}^{(k)}$	Empfangsenergie der Bits in $\underline{d}_n^{(k)}$
$\underline{\mathbf{F}}$	Vorwärtspfadmatrix

$\underline{\mathbf{G}}$	totale Trainingssignalmatrix
$\underline{\mathbf{G}}^{(k)}$	Trainingssignalmatrix des Teilnehmers k
$\underline{\mathbf{H}}$	totale Kanalfaltungsmatrix
$\underline{\mathbf{H}}^{(k)}$	Kanalfaltungsmatrix des Teilnehmers k
$\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$	Kanalimpulsantwort des Teilnehmers k
$I^{(k)}$	Interferenzleistung des Teilnehmers k
K	Anzahl der Teilnehmer
k	Teilnehmernummer
K_a	Anzahl der Antennen
k_a	Antennennummer
L	Dimension des uncodierten Datenvektors $\mathbf{u}^{(k)}$
l	Index im uncodierten Datenvektor $\mathbf{u}^{(k)}$
L_c	Einflußlänge des Faltungscodes
M	Dimension des codierten Datenvektors $\mathbf{d}^{(k)}$
$\underline{\mathbf{M}}$	Modulatormatrix
m	Index im codierten Datenvektor $\mathbf{d}^{(k)}$
$\underline{\mathbf{m}}$	Grundcode
$\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$	Trainingssignal des Teilnehmers k
N	Dimension des komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$
n	Index im komplexen Datenvektor $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$
$\underline{\mathbf{n}}$	Störung
$\underline{\mathbf{n}}^{(k)}$	Störung des Teilnehmers k
$\mathbf{n}_d^{(k)}$	Störung des geschätzten codierten Datenvektors $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$
$\underline{\mathbf{n}}_d^{(k)}$	Störung des geschätzten komplexen Datenvektors $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$
$n_{d,m}^{(k)}$	Störung des geschätzten Datensymbols $\hat{d}_m^{(k)}$
$\underline{n}_{d,n}^{(k)}$	Störung des geschätzten komplexen Datensymbols $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$
N_{ISI}	Länge der Intersymbolinterferenz
$N_0/2$	zweiseitige spektrale Leistungsdichte der Störung $\underline{\mathbf{n}}$
\mathbf{P}	Permutationsmatrix
p	Iterationsnummer
P_b	uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit
$P_{b,c}$	codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit
$P_{b,n}^{(k)}$	uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit des komplexen Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$
Q	Spreadfaktor
$\underline{\mathbf{R}}$	Rückwärtspfadmatrix
$\underline{\mathbf{r}}$	Ausgangsvektor der Bank signalangepaßter Filter
$\underline{\mathbf{r}}^{(k)}$	Ausgangsvektor der Bank signalangepaßter Filter für Teilnehmer k
R_c	Rate des Faltungscodes
$\underline{\mathbf{R}}_{\text{dd}}$	Kovarianzmatrix des totalen komplexen Datenvektors $\underline{\mathbf{d}}$

\mathbf{R}_{nn}	Kovarianzmatrix der Störung \mathbf{n}
S	Dimension der Sendesignale $\mathbf{s}^{(k)}$ und \mathbf{s}
\mathbf{s}	Sendesignal
$\mathbf{s}^{(k)}$	Sendesignal des Teilnehmers k
\mathbf{u}	totaler uncodierter Datenvektor
$\hat{\mathbf{u}}$	Schätzung des totalen uncodierten Datenvektors \mathbf{u}
$\mathbf{u}^{(k)}$	uncodierter Datenvektor des Teilnehmers k
$\hat{\mathbf{u}}^{(k)}$	Schätzung des uncodierten Datenvektors $\mathbf{u}^{(k)}$
$u_l^{(k)}$	l -tes uncodierte Bit des Teilnehmers k
$\hat{u}_l^{(k)}$	Schätzung des uncodierten Bits $u_l^{(k)}$
W	Dimension der Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(k)}$
\mathbf{w}^*	Gewichtsvektor
Z	Anzahl der Zellen
z	Zellnummer
$\gamma^{(k)}$	Nutzleistungs-zu-Interferenzleistungs-Verhältnis des Teilnehmers k
$\gamma_n^{(k)}$	Signal-Stör-Verhältnis des geschätzten komplexen Datensymbols $\hat{d}_n^{(k)}$
$\gamma_{in,m}^{(k)}$	Signal-Stör-Verhältnis des geschätzten Datensymbols $\hat{d}_m^{(k)}$
$\gamma_{out,m}^{(k)}$	Signal-Stör-Verhältnis der verbesserten Schätzung des Datensymbols $\hat{\hat{d}}_m^{(k)}$
$\gamma_{out}^{(k)}$	Mittelwert von $\gamma_{out,m}^{(k)}$
η	asymptotische Mehrteilnehmereffizienz
$\eta(P_{b,c})$	Mehrteilnehmereffizienz
η_c	asymptotischer Mehrteilnehmercodierungsgewinn
$\eta_c(P_{b,c})$	Mehrteilnehmercodierungsgewinn
η_g	asymptotischer Codierungsgewinn
$\eta_g(P_{b,c})$	Codierungsgewinn
$\eta_l^{(k)}$	asymptotische Mehrteilnehmereffizienz des Bits $u_l^{(k)}$
$\eta_l^{(k)}(P_{b,c})$	Mehrteilnehmereffizienz des Bits $u_l^{(k)}$
$\eta_n^{(k)}$	asymptotische Mehrteilnehmereffizienz des komplexen Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$
$\eta_n^{(k)}(P_{b,c})$	Mehrteilnehmereffizienz des komplexen Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$
σ^2	Varianz der Störung \mathbf{n}
σ_d^2	Varianz der Störung $\mathbf{n}_d^{(k)}$

Literatur

- [Ach78] Achilles, D.: *Die Fourier-Transformation in der Signalverarbeitung*. Berlin: Springer-Verlag, 1978.
- [Aei73] Aein, J. M.: Power balancing in systems employing frequency reuse. *COMSAT Technical Review*, Bd. 3, 1973, S. 277–299.
- [AF92] Abdulrahman, M.; Falconer, D.: Cyclostationary crosstalk suppression by decision feedback equalization on digital subscriber loops. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 10, 1992, S. 640–649.
- [AFFM98] Asté, T.; Forster, P.; Féty, L.; Mayrargue, S.: Downlink beamforming avoiding DOA estimation for cellular mobile communications. *Proc. International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Bd. 6, Seattle, 1998, S. 3313–3316.
- [AGR98] Alexander, P. D.; Grant, A. J.; Reed, M. C.: Iterative detection in code-division multiple-access with error control coding. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 9, 1998, S. 419–425.
- [AM00] Aji, S. M.; McEliece, R. J.: The generalized distributive law. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 46, 2000, S. 325–343.
- [AMVW91] Anderson, S.; Millnert, M.; Viberg, M.; Wahlberg, B.: An adaptive array for mobile communication systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 40, 1991, S. 230–236.
- [AN82] Alavi, H.; Nettleton, R. W.: Downstream power control for a spread spectrum cellular mobile radio system. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'82)*, Miami, 1982, S. 84–88.
- [App76] Applebaum, S. P.: Adaptive arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. 24, 1976, S. 585–598.
- [ARAS99] Alexander, P. D.; Reed, M. C.; Asenstorfer, J. A.; Schlegel, C. B.: Iterative multiuser interference reduction: Turbo CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 47, 1999, S. 1008–1014.
- [ARS97] Alexander, P. D.; Rasmussen, L. K.; Schlegel, C. B.: A linear receiver for coded multiuser CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 45, 1997, S. 605–610.
- [AS97] Adachi, F.; Sawahashi, M.: Wideband multi-rate DS-CDMA for next generation mobile communications systems. *Proc. Wireless Communications Conference WCC'97*, Boulder, 1997, S. 57–62.
- [ASA97] Andoh, H.; Sawahashi, M.; Adachi, F.: Channel estimation using time multiplexed pilot symbols for coherent rake combining for DS-CDMA mobile radio. *Proc. IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Bd. 3, Helsinki, 1997, S. 954–957.

- [ASF94] Abdulrahman, M.; Sheikh, A. U. H.; Falconer, D. D.: Decision feedback equalization for CDMA in indoor wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 698–706.
- [ASO97] Adachi, F.; Sawahashi, M.; Okawa, K.: Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile radio. *IEE Electronics Letters*, Bd. 33, 1997, S. 27–28.
- [ASS98] Adachi, F.; Sawahashi, M.; Suda, H.: Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 56–69.
- [ATG97] Auer, G.; Thompson, J. S.; Grant, P. M.: Performance of antenna array transmission techniques for CDMA. *IEE Electronics Letters*, Bd. 33, 1997, S. 369–370.
- [AW94] Almgren, M.; Wallstedt, K.: Power control in a cellular system. *Proc. IEEE 44th Vehicular Technology Conference (VTC'94)*, Bd. 2, Stockholm, 1994, S. 833–837.
- [BCJR74] Bahl, L. R.; Cocke, J.; Jelinek, F.; Raviv, J.: Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 20, 1974, S. 284–287.
- [BDMP98] Benedetto, S.; Divsalar, D.; Montorsi, G.; Pollara, F.: Serial concatenation of interleaved codes: Performance analysis, design, and iterative decoding. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 44, 1998, S. 909–926.
- [Bel63] Bello, P. A.: Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, Bd. 11, 1963, S. 360–393.
- [Ber80] Berauer, G.: Grenzen der Informationsübertragung über gestörte Kanäle. *Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik (AEÜ)*, Bd. 34, 1980, S. 345–349.
- [BFKM93] Baier, P. W.; Felhauer, T.; Klein, A.; Mämmelä, A.: Survey of linear block estimation algorithms for the detection of spread spectrum signals transmitted over frequency selective channels. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. 76, 1993, S. 825–834.
- [BG96] Berrou, C.; Glavieux, A.: Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo codes. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 44, 1996, S. 1261–1271.
- [BGT93] Berrou, C.; Glavieux, A.; Thitimajshima, P.: Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes. *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, Bd. 2, Geneva, 1993, S. 1064–1070.

- [BHW90] Burg, K.; Haf, H.; Wille, F.: *Höhere Mathematik für Ingenieure: Lineare Algebra*. Bd. 2. 2. Auflage. Stuttgart: B. G. Teubner, 1990.
- [BJ96] Baier, P. W.; Jung, P.: CDMA myths and realities revisited. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Bd. 79, 1996, S. 1930–1937.
- [BJ98] Blanz, J. J.; Jung, P.: A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 367–371.
- [BJK96] Baier, P. W.; Jung, P.; Klein, A.: Taking the challenge of multiple access for third-generation cellular mobile radio systems – a European view. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 82–89.
- [BJW01a] Baier, P. W.; Jötten, C.; Weber, T.: Recent progress of time slotted CDMA. *Proc. International Symposium on Telecommunications (IST 2001)*, Tehran, 2001, S. 250–259.
- [BJW01b] Baier, P. W.; Jötten, C.; Weber, T.: Review of TD-CDMA. *Proc. 3rd International Workshop on Commercial Radio Sensors and Communications Techniques (CRSCT 2001)*, Linz, 2001, S. 11–20.
- [BKNS94a] Blanz, J. J.; Klein, A.; Naßhan, M. M.; Steil, A.: Performance of a cellular hybrid C/TDMA mobile radio system applying joint detection and coherent receiver antenna diversity. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 568–579.
- [BKNS94b] Blanz, J. J.; Klein, A.; Naßhan, M. M.; Steil, A.: Cellular spectrum efficiency of a joint detection C/TDMA mobile radio system. Günther, C. G. (Hrsg.): *Proc. International Zurich Seminar on Digital Communications*. Bd. 783 der Reihe *Lecture Notes in Computer Science*. S. 184–195. Zürich: Springer-Verlag, 1994.
- [Bla98] Blanz, J. J.: *Empfangsantennendiversität in CDMA-Mobilfunksystemen mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 535. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1998.
- [BM96] Benedetto, S.; Montorsi, G.: Iterative decoding of serially concatenated convolutional codes. *IEE Electronics Letters*, Bd. 32, 1996, S. 1186–1187.
- [BMWT00] Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.; Tröger, H.: Joint transmission (JT), an alternative rationale for the downlink of time division CDMA using multi-element transmit antennas. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA '00)*, Bd. 1, Parsippany, 2000, S. 1–5.
- [Bos86] Bosch, K.: *Elementare Einführung in die Wahrscheinlichkeitsrechnung*. 5. Auflage. Braunschweig: Vieweg, 1986.
- [Bos92] Bossert, M.: *Kanalcodierung*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1992.

- [BPD00] Brandt-Pearce, M.; Dharap, A.: Transmitter-based multiuser interference rejection for the down-link of a wireless CDMA system in a multipath environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 18, 2000, S. 407–417.
- [Bra97] Bravo, A.: Limited linear cancellation of multiuser interference in DS/CDMA asynchronous systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 45, 1997, S. 1435–1443.
- [BUN01] Brunner, C.; Utschick, W.; Nossek, J. A.: Exploiting the short-term and long-term channel properties in space and time: Eigenbeamforming concepts for the BS in WCDMA. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 365–378.
- [BW98a] Baier, P. W.; Weber, T.: CDMA for UMTS and IMT-2000. *Proc. International Conference on Personal, Mobile Radio and Spread Spectrum Communications (IPMSC'98)*, Shanghai, 1998, S. 1.6.1–1.6.10.
- [BW98b] Baier, P. W.; Weber, T.: CDMA for UMTS and IMT-2000. *Proc. 10th International Conference on Wireless Communications*, Calgary, 1998.
- [BW00] Baier, P. W.; Weber, T.: Potential of adaptive antennas for mobile radio applications. *Proc. MICRO.tec 2000*, Bd. 2, Hannover, 2000, S. 179–186.
- [BWW98] Baier, P. W.; Weber, T.; Weckerle, M.: Spreading techniques and applications. *Proc. International Symposium on Power-line Communications and its Applications*, Tokyo, 1998, S. 1–9.
- [BWW99] Baier, P. W.; Weber, T.; Weckerle, M.: Spreading techniques, a far-reaching technology. Swarts, F.; van Rooyan, P.; Oppermann, I.; Lötter, M. P. (Hrsg.): *CDMA-Techniques for Third Generation Mobile Systems*. Kap. 1, S. 1–22. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [Cad90] Cadzow, J. A.: Signal processing via least squares error modelling. *IEEE ASSP Magazine*, Bd. 7, 1990, S. 12–31.
- [CMO99] Chaudhury, P.; Mohr, W.; Onoe, S.: The 3GPP proposal for IMT-2000. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 37, 1999, S. 72–81.
- [Cos83] Costa, M. H. M.: Writing on dirty paper. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 29, 1983, S. 439–441.
- [COS89] *COST 207: Digital land mobile radio communications*. Final Report, Office for Official Publications of the European Communities, Luxemburg, 1989.
- [CT65] Cooley, J. W.; Tukey, J. W.: An algorithm for the machine computation of complex fourier series. *Mathematics of Computation*, Bd. 19, 1965, S. 297–301.
- [CT91] Cover, T. M.; Thomas, J. A.: *Elements of Information Theory*. John Wiley & Sons, 1991.

- [DB96] David, K.; Benkner, T.: *Digitale Mobilfunksysteme*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1996.
- [DGNS98] Dahlman, E.; Gudmundson, B.; Nilsson, M.; Sköld, J.: UMTS/IMT-2000 based on wideband CDMA. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 70–80.
- [DH92] Duel-Hallen, A.: Equalizers for multiple input/multiple output channels and PAM systems with cyclostationary input sequences. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 10, 1992, S. 630–639.
- [DH93] Duel-Hallen, A.: Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous code-division multiple-access channel. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 41, 1993, S. 285–290.
- [DH95] Duel-Hallen, A.: A family of multiuser decision-feedback detectors for asynchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 43, 1995, S. 421–434.
- [DHHZ95] Duel-Hallen, A.; Holtzman, J.; Zvonar, Z.: Multiuser detection for CDMA systems. *IEEE Personal Communications*, Bd. 2, 1995, S. 46–58.
- [DJ98] Dinan, E. H.; Jabbari, B.: Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 48–54.
- [DSR98] Divsalar, D.; Simon, M. K.; Raphaeli, D.: Improved parallel interference cancellation for CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 258–268.
- [Eiz86] Eizenhöfer, A.: Anwendung der Spread-Spectrum-Technik in dem hybriden Mobilfunksystem MATS-D. *Frequenz*, Bd. 40, 1986, S. 255–259.
- [EN93] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.: Pre-RAKE diversity combining for direct sequence spread spectrum mobile communications systems. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. 76, 1993, S. 1008–1015.
- [ENS97] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.; Sourour, E. A.: Time-division duplex CDMA communications. *IEEE Personal Communications*, Bd. 4, 1997, S. 51–56.
- [EPG94] Erfanian, J.; Pasupathy, S.; Gulak, G.: Reduced complexity symbol detectors with parallel structures for ISI channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 1661–1671.
- [ER99] Ertel, R. B.; Reed, J. H.: Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 17, 1999, S. 1829–1840.
- [ESN95] Esmailzadeh, R.; Sourour, E.; Nakagawa, M.: Pre-RAKE diversity combining in time division duplex CDMA mobile communications. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95)*, Bd. 2, 1995, S. 431–435.

- [EV97] Eberspächer, J.; Vögel, H. J.: *GSM Global System for Mobile Communication*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1997.
- [FDK92] Föllinger, O.; Dörrscheidt, F.; Klittich, M.: *Regelungstechnik*. 7. Auflage. Heidelberg: Hüthig, 1992.
- [Fel94] Felhauer, T.: *Optimale erwartungstreue Algorithmen zur hochauflösenden Kanalschätzung mit Bandspreizsignalen*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 278. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1994.
- [FG98] Foschini, G.; Gans, M.: On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, Bd. 6, 1998, S. 311–335.
- [Fis86] Fischer, G.: *Lineare Algebra*. 9. Auflage. Braunschweig: Vieweg, 1986.
- [Fis02] Fischer, R. F. H.: *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [FKB94] Felhauer, T.; Klein, A.; Baier, P. W.: A low-cost method for CDMA and other applications to separate non orthogonal signals. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 881–883.
- [FL96] Fleury, B. H.; Leuthold, P. E.: Radiowave propagation in mobile communications: An overview of european research. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 70–81.
- [FN98] Farsakh, C.; Nossek, J. A.: Spatial covariance based downlink beamforming in an SDMA mobile radio system. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 1497–1506.
- [For72] Forney, Jr, G. D.: Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 18, 1972, S. 363–378.
- [For73] Forney, Jr, G. D.: The Viterbi algorithm. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 61, 1973, S. 268–278.
- [FR97] Frey, T.; Reinhardt, M.: Signal estimation for interference cancellation and decision feedback equalization. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 1, Phoenix, 1997, S. 155–159.
- [Fre97] Frey, T.: Performance of adaptive antenna arrays (SDMA) for cellular CDMA systems. *Proc. 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'97)*, Bonn, 1997, S. 65–70.
- [Fri96] Friedrichs, B.: *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [FST⁺96] Fukasawa, A.; Sato, T.; Takizawa, Y.; Kato, T.; Kawabe, M.; Fisher, R. R.: Wideband CDMA system for personal radio communications. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 116–123.

- [Fuh97] Fuhl, J.: *Smart Antennas for Second and Third Generation Mobile Communications Systems*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technische Universität Wien, 1997.
- [FWLH02] Fischer, R. F. H.; Windpassinger, C.; Lampe, A.; Huber, J. B.: Space-time transmission using Tomlinson-Harashima precoding. *Proc. of 4. ITG Conference on Source and Channel Coding*, Berlin, 2002, S. 139–147.
- [Gab76] Gabriel, W. F.: Adaptive arrays — an introduction. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 64, 1976, S. 239–273.
- [Gib99] Gibson, J. D. (Hrsg.): *The Mobile Communications Handbook*. 2. Auflage. Heidelberg: Springer-Verlag, 1999.
- [GKV98] Gerthsen, C.; Kneser, H. O.; Vogel, H.: *Physik*. 16. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1998.
- [God97a] Godara, L. C.: Applications of antenna arrays to mobile communications, part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1031–1060.
- [God97b] Godara, L. C.: Applications of antenna arrays to mobile communications, part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1195–1245.
- [Goi98] Goiser, A.: *Handbuch der Spread-Spectrum Technik*. Wien: Springer-Verlag, 1998.
- [Goo91] Goodman, D. J.: Second generation wireless information networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 40, 1991, S. 366–374.
- [Gra81] Graham, A.: *Kronecker Products and Matrix Calculus with Applications*. Chichester: Ellis Horwood Limited, 1981.
- [GS01] Grant, A.; Schlegel, C.: Convergence of linear interference cancellation multiuser receivers. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 49, 2001, S. 1824–1834.
- [GVG94] Grandhi, S. A.; Vijayan, R.; Goodman, D. J.: Distributed power control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 226–228.
- [GVGZ93] Grandhi, S. A.; Vijayan, R.; Goodman, D. J.; Zander, J.: Centralized power control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 42, 1993, S. 466–468.
- [GW96] Giallorenzi, T. R.; Wilson, S. G.: Multiuser ML sequence estimator for convolutionally coded asynchronous DS-CDMA systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 44, 1996, S. 997–1008.

- [GZ94] Grandhi, S. A.; Zander, J.: Constrained power control in cellular radio systems. *Proc. IEEE 44th Vehicular Technology Conference (VTC'94)*, Bd. 2, Stockholm, 1994, S. 824–828.
- [Haa97] Haardt, M.: *Efficient one- two- and multidimensional array signal processing*. Berichte aus dem Lehrstuhl für Netzwerktheorie und Schaltungstechnik der Technischen Universität München. Aachen: Shaker-Verlag, 1997.
- [Hag96] Hagenauer, J.: Forward error correcting for CDMA systems. *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'96)*, Bd. 2, Mainz, 1996, S. 566–569.
- [Hag97] Hagenauer, J.: The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art. *Proc. International Symposium on Turbo codes and Related Topics*, Brest, 1997, S. 1–11.
- [Hay85] Haykin, S. (Hrsg.): *Array Signal Processing*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1985.
- [Hay91] Haykin, S.: *Adaptive Filter Theory*. 2. Auflage. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1991.
- [HKK⁺00] Haardt, M.; Klein, A.; Koehn, R.; Oestreich, S.; Purat, M.; Sommer, V.; Ulrich, T.: The TD-CDMA based UTRA TDD mode. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 18, 2000, S. 1375–1385.
- [HL98] Hui, A. L. C.; Letaief, K. B.: Successive interference cancellation for multiuser asynchronous DS/CDMA detectors in multipath fading links. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 384–391.
- [HM72] Harashima, H.; Miyakawa, H.: Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 20, 1972, S. 774–780.
- [HMC99] Host-Madsen, A.; Cho, K.-S.: MMSE/PIC multiuser detection for DS/CDMA systems with inter- and intra-cell interference. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 47, 1999, S. 291–299.
- [HMVS01] Haardt, M.; Mecklenbräuker, C. F.; Vollmer, M.; Slanina, P.: Smart antennas for UTRA TDD. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 393–406.
- [HN95] Haardt, M.; Nossek, J. A.: Unitary ESPRIT: How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 43, 1995, S. 1232–1242.
- [Hoe92] Hoehner, P.: A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 41, 1992, S. 461–468.

- [HOP96] Hagenauer, J.; Offer, E.; Papke, L.: Iterative decoding of binary block and convolutional codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 42, 1996, S. 429–445.
- [HS87] Hermanns, J.; Strunz, G.: Das Funktelefon-Netz C der Deutschen Bundespost. *Der Fernmelde-Ingenieur*, Bd. 12, 1987, S. 2–36.
- [HS96] Hafeez, A.; Stark, W. E.: Combined decision-feedback multiuser detection / soft-decision decoding for CDMA channels. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference (VTC'96)*, Bd. 1, Atlanta, 1996, S. 382–386.
- [HT00] Holma, H.; Toskala, A. (Hrsg.): *WCDMA For UMTS*. Chichester: John Wiley & Sons, 2000.
- [Hub92] Huber, J.: *Trelliscodierung: Grundlagen und Anwendungen in der digitalen Übertragungstechnik*. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [Huf79] Huff, D. L.: Advanced mobile phone service: The developmental system. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 58, 1979, S. 249–269.
- [HW86] Heuser, H.; Wolf, H.: *Algebra, Funktionalanalysis und Codierung*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1986.
- [HWL97] He, B.; Wang, M. Z.; Li, K. C.: A new distributed power balancing algorithm for CDMA cellular systems. *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS'97*, Bd. 3, Hong Kong, 1997, S. 1768–1771.
- [INF01] Irmer, R.; Nahler, A.; Fettweis, G.: On the impact of soft decision functions on the performance of multistage parallel interference cancelers for CDMA systems. *Proc. IEEE 53th Vehicular Technology Conference (VTC'01-Spring)*, Bd. 2, Rhodes, 2001, S. 1513–1517.
- [IU01] Ivrlač, M. T.; Utschick, W.: On look-direction downlink-beamforming in WCDMA. *Frequenz*, Bd. 55, 2001, S. 145–149.
- [JA97] Juntti, M.; Aazhang, B.: Finite memory-length linear multiuser detection for asynchronous CDMA communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 45, 1997, S. 611–622.
- [JB94] Jung, P.; Blanz, J. J.; Naßhan, M. M.; Baier, P. W.: Simulation of the uplink of JD-CDMA mobile radio systems with coherent receiver antenna diversity. *Wireless Personal Communications*, Bd. 1, 1994, S. 61–89.
- [JD01] Jarosch, A.; Dahlhaus, D.: Linear space-time diversity receivers for the downlink of UMTS with WCDMA. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 379–391.
- [JT87] Jubin, J.; Tornow, J. D.: The DARPA packet radio network protocols. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 75, 1987, S. 21–32.

- [JU00] Joham, M.; Utschick, W.: Downlink processing for mitigation of intracell interference in DS-CDMA systems. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'00)*, Bd. 1, Parsippany, 2000, S. 15–19.
- [JU01] Joham, M.; Utschick, W.: Symbol rate processing for the downlink of DS-CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, 2001, S. 61–68.
- [KA98] Karimi, H. R.; Anderson, N. W.: A novel efficient solution to block-based joint-detection using approximate Cholesky factorization. *Proc. IEEE 9th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'98)*, Bd. 3, Boston, 1998, S. 1340–1345.
- [KA00] Koulakiotis, D.; Aghvami, A. H.: Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems: A review. *IEEE Personal Communications*, Bd. 6, 2000, S. 24–34.
- [Kam84] Kammerlander, K.: C900 – an advanced mobile radio telephone system with optimum frequency utilization. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 2, 1984, S. 589–597.
- [Kam85] Kammerlander, K.: Eigenschaften des zellularen Mobilfunksystems C450/900. *Telecom Report*, Bd. 8, 1985, S. 85–90.
- [Kam96] Kammeyer, K. D.: *Nachrichtenübertragung*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1996.
- [Kar99] Karimi, H. R.: Efficient multi-rate multi-user detection for the asynchronous WCDMA uplink. *Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference (VTC'99-Fall)*, Bd. 1, Amsterdam, 1999, S. 593–597.
- [Kay93] Kay, S. M.: *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1993.
- [KB90] Koch, W.; Baier, A.: Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying intersymbol interference. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'90)*, Bd. 3, San Diego, 1990, S. 1679–1684.
- [KB92] Klein, A.; Baier, P. W.: Simultaneous cancellation of cross interference and ISI in CDMA mobile radio communications. *Proc. IEEE 3rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'92)*, Boston, 1992, S. 118–122.
- [KB93] Klein, A.; Baier, P. W.: Linear unbiased data estimation in mobile radio systems applying CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 11, 1993, S. 1058–1066.
- [KCK97] Kim, D.; Chang, K.-N.; Kim, S.: Efficient distributed power control for cellular mobile systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 46, 1997, S. 313–319.

- [KFB02] Kempf, S.; Frey, T.; Bossert, M.: Comparison of feedback decision functions for parallel interference cancellation in DS-CDMA. *Proc. of 4. ITG Conference on Source and Channel Coding*, Berlin, 2002, S. 211–217.
- [KIHP90] Kohno, R.; Imai, H.; Hatori, M.; Pasupathy, S.: Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 8, 1990, S. 675–682.
- [KKKB94] Klein, A.; Kawanaleh, G.; Baier, P. W.: Equalizers for multi-user detection in code division multiple access mobile radio systems. *Proc. IEEE 44th Vehicular Technology Conference (VTC'94)*, Bd. 2, Stockholm, 1994, S. 762–766.
- [KKKB96] Klein, A.; Kawanaleh, G.; Baier, P. W.: Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 45, 1996, S. 276–287.
- [KKLN98] Knisely, D. N.; Kumar, S.; Laha, S.; Nanda, S.: Evolution of wireless data services: IS-95 to cdma2000. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 140–149.
- [Kle96] Klein, A.: *Multi-user detection of CDMA signals – algorithms and their application to cellular mobile radio*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 423. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [KM00] Kowalewski, F.; Mangold, P.: Joint predistortion and transmit diversity. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'00)*, Bd. 1, San Francisco, 2000, S. 245–249.
- [KS01] Kammeyer, K.-D.; Schmidt, H.: OFDM: An old idea solves new problems. *Proc. International Symposium on Theoretical Electrical Engineering (ISTET01)*, Linz, 2001, S. K1–K9.
- [KT83] Kumaresan, R.; Tufts, D. W.: Estimating the angles of arrival of multiple plane waves. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. 19, 1983, S. 134–139.
- [Kuh76] Kuhnert, F.: *Pseudoinverse Matrizen und die Methode der Regularisierung*. Leipzig: B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, 1976.
- [KV96] Krim, H.; Viberg, M.: Two decades of array signal processing research. *IEEE Signal Processing Magazine*, Bd. 13, 1996, S. 67–94.
- [Lam00] Lampe, A.: Multiuser detection with iterated soft decision interference cancellation for multipath fading channels. *Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik (AEÜ)*, Bd. 54, 2000, S. 285–292.
- [Lan86] Langwellpott, U.: Anwendung der Spread-Spectrum-Technik im Mobilfunk. *Frequenz*, Bd. 40, 1986, S. 249–254.

- [Lau86] Laurent, P. A.: Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP). *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 34, 1986, S. 150–160.
- [Lee89] Lee, W. C. Y.: Spectrum efficiency in cellular. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 38, 1989, S. 69–75.
- [Lee91] Lee, W. C. Y.: Overview of cellular CDMA. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 40, 1991, S. 291–302.
- [Lev60] Levin, M. J.: Optimum estimation of impulse response in the presence of noise. *IRE Transactions on Circuit Theory*, Bd. 7, 1960, S. 50–56.
- [Lin99] Lindner, J.: MC-CDMA in the context of general multiuser / multisub-channel transmission models. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 10, 1999, S. 351–367.
- [Lin01] Lindner, J.: Advanced modelling of wireless digital transmission: From scalars to vectors. *Frequenz*, Bd. 55, 2001, S. 296–300.
- [LL96] Lee, T.-H.; Lin, J.-C.: A fully distributed power control algorithm for cellular mobile systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 14, 1996, S. 692–697.
- [LLS95] Lee, T.-H.; Lin, J.-C.; Su, Y. T.: Downlink power control algorithms for cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 44, 1995, S. 89–94.
- [LNT87] Leiner, B. M.; Nielson, D. L.; Tobagi, F. A.: Issues in packet radio network design. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 75, 1987, S. 6–20.
- [Lor85] Lorenz, R. W.: Zeit- und Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion eines Funkkanals bei Mehrwegeausbreitung mit besonderer Berücksichtigung des Mobilfunkkanals. *Der Fernmelde-Ingenieur*, Bd. 4, 1985, S. 2–45.
- [LR96] Liberti, J. C.; Rappaport, T. S.: A geometrically based model for line-of-sight multipath channels. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference (VTC'96)*, Bd. 2, Atlanta, 1996, S. 844–848.
- [LR99] Liberti, J. C.; Rappaport, T. S.: *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999.
- [Lu02] Lu, Y.: *Contributions to the application of adaptive antennas and CDMA code pooling in the TD-CDMA downlink*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2002.
- [Lük92] Lüke, H. D.: *Korrelationssignale*. Berlin: Springer-Verlag, 1992.

- [Lük95] Lüke, H. D.: *Signalübertragung*. 6. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1995.
- [LV89] Lupas, R.; Verdú, S.: Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 35, 1989, S. 123–136.
- [LV90] Lupas, R.; Verdú, S.: Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 38, 1990, S. 496–508.
- [MAK98] Mangold, P.; Anderson, N. W.; Karimi, H. R.: Software-definable implementation of dual mode TD-CDMA/DCS1800 transceiver. *Proc. International Conference on Signal Processing Applications & Technology*, Toronto, 1998. <http://www.icspat.com/>.
- [Mar87] Marple, Jr, S. L.: *Digital Spectral Analysis*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1987.
- [MBL⁺00] Meurer, M.; Baier, P. W.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.; Weber, T.: TD-CDMA downlink: Optimum transmit signal design reduces receiver complexity and enhances system performance. *Proc. 7th International Conference on Telecommunications (ICT'00)*, Bd. 1, Acapulco, 2000, S. 300–305.
- [MBW⁺00] Meurer, M.; Baier, P. W.; Weber, T.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.: Joint transmission: advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *IEE Electronics Letters*, Bd. 11, 2000, S. 900–901.
- [MD79] Mac Donald, V. H.: The cellular concept. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 58, 1979, S. 15–41.
- [Met91] Metha, M. L.: *Random Matrices*. 2. Auflage. San Diego: Academic Press, 1991.
- [MF70] Mueller, R. K.; Foschini, G. J.: The capacity of linear channels with additive gaussian noise. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 1, 1970, S. 81–94.
- [MG86a] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen*. Bd. 1. 4. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1986.
- [MG86b] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Komponenten*. Bd. 2. 4. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1986.
- [MH94] Madhow, U.; Honig, M. L.: MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 3178–3188.
- [Mit95] Mitola, J.: The software radio architecture. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 33, 1995, S. 26–38.

- [MJWT01] Meurer, M.; Jötten, C.; Weber, T.; Tröger, H.: A novel approach to multi user detection for high-data-rate applications in CDMA downlinks. *Proc. 13th International Conference on Wireless Communications*, Bd. 1, Calgary, 2001, S. 74–83.
- [MKS96] Moshavi, S.; Kanterakis, E. G.; Schilling, D. L.: Multistage linear receivers for DS-CDMA systems. *International Journal of Wireless Information Networks*, Bd. 3, 1996, S. 1–17.
- [ML01] Maeng, S.; Lee, B. G.: Extended-window decorrelating detector for asynchronous CDMA channels and its performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 49, 2001, S. 35–40.
- [MM80] Monzingo, R. A.; Miller, T. W.: *Introduction to Adaptive Arrays*. New York: John Wiley & Sons, 1980.
- [Moh98] Moher, M.: An iterative multiuser decoder for near-capacity communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 870–880.
- [Mol01] Molisch, A. F. (Hrsg.): *Wideband Wireless Digital Communications*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001.
- [Mos96] Moshavi, S.: Multi-user detection for DS-CDMA communications. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 124–136.
- [MP92] Mouly, M.; Pautet, M.-B.: *The GSM-system for mobile communications*. Von den Autoren verlegt, 1992.
- [MSW97] Mayer, J.; Schlee, J.; Weber, T.: Realtime feasibility of joint detection CDMA. *Proc. 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'97)*, Bonn, 1997, S. 245–252.
- [MTWB01a] Meurer, M.; Tröger, H.; Weber, T.; Baier, P. W.: Synthesis of joint detection (JD) and joint transmission (JT) in CDMA downlinks. *IEE Electronics Letters*, Bd. 37, 2001, S. 919–920.
- [MTWB01b] Meurer, M.; Tröger, H.; Weber, T.; Baier, P. W.: Synthesis of joint detection (JD) and joint transmission (JT) in CDMA. *COST 273 TD(01)003*, Brussels, 2001.
- [Mül01] Müller, R. R.: Multiuser receivers for randomly spread signals: Fundamental limits with and without decision-feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 47, 2001, S. 268–283.
- [MV90] Meyberg, K.; Vachenauer, P.: *Höhere Mathematik: Differential- und Integralrechnung, Vektor- und Matrizenrechnung*. Bd. 1. Berlin: Springer-Verlag, 1990.
- [NA83] Nettleton, R. W.; Alavi, H.: Power control for a spread spectrum cellular mobile radio system. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'83)*, Toronto, 1983, S. 242–246.

- [Naß95] Naßhan, M. M.: *Realitätsnahe Modellierung und Simulation nachrichtentechnischer Systeme, gezeigt am Beispiel eines CDMA-Mobilfunksystems*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 384. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1995.
- [NB02] Noll Barreto, A.: *Signal Pre-Processing in the Downlink of Spread-Spectrum Communications Systems*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 687. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2002.
- [NS73] Nassi, I.; Shneiderman, B.: Flowchart techniques for structured programming. *ACM SIGPLAN Notices*, Bd. 8, 1973, S. 12–26.
- [NSKJ95] Naßhan, M. M.; Steil, A.; Klein, A.; Jung, P.: Downlink cellular radio capacity of a joint detection CDMA mobile radio system. *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference (VTC'95)*, Bd. 1, Chicago, 1995, S. 474–478.
- [NTD⁺98] Nikula, E.; Toskala, A.; Dahlman, E.; Girard, L.; Klein, A.: FRAMES multiple access for UMTS and IMT-2000. *IEEE Personal Communications*, Bd. 5, 1998, S. 16–24.
- [ntz98] Einigung über UMTS-Standard. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, Bd. 4, 1998, S. 11.
- [ntz00a] Europäische Vergabeverfahren von UMTS-Lizenzen kritisiert. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, Bd. 5, 2000, S. 16.
- [ntz00b] UMTS-Versteigerungsverfahren erzielte 99,3682 Mrd. DM. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, Bd. 10, 2000, S. 16.
- [OP98] Ojanperä, T.; Prasad, R.: An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 82–95.
- [OSC⁺97] Ojanperä, T.; Sköld, J.; Castro, J.; Girard, L.; Klein, A.: Comparison of multiple access schemes for UMTS. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 2, Phoenix, 1997, S. 490–494.
- [Ost01] Oster, J.: *Ein Beitrag zur Interzellinterferenzreduktion in zeitgeschlitzten CDMA-Systemen*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2001.
- [Pad94] Padovani, R.: Reverse link performance of IS-95 based cellular systems. *IEEE Personal Communications*, Bd. 1, 1994, S. 28–34.
- [Pap91] Papoulis, A.: *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. 3. Auflage. Singapore: McGraw-Hill, 1991.
- [Pap00] Papathanassiou, A.: *Adaptive antennas for mobile radio systems using Time Division CDMA and joint detection*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2000.

- [Par92] Parsons, J. D.: *The Mobile Radio Propagation Channel*. London: Pentech Press, 1992.
- [Pät99] Pätzold, M.: *Mobilfunkkanäle*. Braunschweig: Vieweg, 1999.
- [Pet94] Petersen, J.: Implementierungsaspekte zur Symbol-by-Symbol MAP-Decodierung von Faltungscodes. *ITG-Fachbericht 130: Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung*, München, 1994, S. 41–48.
- [PF94] Petersen, B.; Falconer, D.: Suppression of adjacent-channel, cochannel, and intersymbol interference by equalizers and linear combiners. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 3109–3118.
- [PG58] Price, R.; Green, Jr, P. E.: Communication technique for multipath channels. *Proceedings of the IRE*, Bd. 46, 1958, S. 555–570.
- [PH94] Patel, P.; Holtzman, J.: Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 796–807.
- [Pir96] Pirsch, P.: *Architekturen der digitalen Signalverarbeitung*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1996.
- [PM92] Proakis, J. G.; Manolakis, D. G.: *Digital Signal Processing*. 2. Auflage. New York: Macmillan Publishing Company, 1992.
- [PMWB00] Papathanassiou, A.; Meurer, M.; Weber, T.; Baier, P. W.: A novel multiuser transmission scheme requiring no channel estimation and no equalization at the mobile stations for the downlink of TD-CDMA operating in the TDD mode. *Proc. IEEE 52th Vehicular Technology Conference (VTC'00-Fall)*, Bd. 1, Boston, 2000, S. 203–210.
- [Poo00] Poor, H. V.: Turbo multiuser detection: An overview. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'00)*, Bd. 2, Parsippany, 2000, S. 583–587.
- [Pro95] Proakis, J. G.: *Digital Communications*. 3. Auflage. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [PTVF92] Press, W. H.; Teukolsky, S. A.; Vetterling, W. T.; Flannery, B. P.: *Numerical Recipes in C*. 2. Auflage. New York: Cambridge University Press, 1992.
- [QTM02] Qiu, W.; Tröger, H.; Meurer, M.: System model of Joint Transmission JT in multi-user MIMO transmission systems. *COST 231 TD(02)008*, London, 2002.
- [Rap98] Rappaport, T. S. (Hrsg.): *Smart Antennas*. Hoes Lane: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1998.
- [RC98] Raleigh, G. G.; Cioffi, J. M.: Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 357–366.

- [REL00] Reinhardt, A.; Egle, J.; Lindner, J.: Transformation methods, coding and equalization for time- and frequency-selective channels. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 11, 2000, S. 555–566.
- [RF96] Reinhardt, M.; Frey, T.: Turbo-equalisation for symbol-spread block transmission system. *IEE Electronics Letters*, Bd. 32, 1996, S. 2321–2323.
- [RH97] Robertson, P.; Hoeher, P.: Optimal and sub-optimal maximum a posteriori algorithms suitable for turbo decoding. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 8, 1997, S. 119–125.
- [RK89] Roy, R.; Kailath, T.: ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Bd. 37, 1989, S. 984–995.
- [Roh95] Rohling, H.: *Einführung in die Informations- und Codierungstheorie*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1995.
- [RSAA98] Reed, M. C.; Schlegel, C. B.; Alexander, P. D.; Asenstorfer, J. A.: Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: Near-single-user performance. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 1693–1699.
- [Rup93] Rupperecht, W.: *Signale und Übertragungssysteme*. Berlin: Springer-Verlag, 1993.
- [RV94] Rapajic, P.; Vucetic, B.: Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 685–697.
- [RVH95] Robertson, P.; Villebrun, E.; Hoeher, P.: A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain. *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'95)*, Bd. 2, Seattle, 1995, S. 1009–1013.
- [SAG02] *TD-SCDMA: the solution for the TDD bands*. White Paper, Siemens AG, 2002.
- [SB90] Stoer, J.; Bulirsch, R.: *Numerische Mathematik*. Bd. 2. 3. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1990.
- [SB93] Steiner, B.; Baier, P. W.: Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems. *Frequenz*, Bd. 47, 1993, S. 292–298.
- [SB96] Steil, A.; Blanz, J. J.: Spectral efficiency of JD-CDMA mobile radio systems applying coherent receiver antenna diversity with directional antennas. *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'96)*, Bd. 1, Mainz, 1996, S. 313–319.

- [SB97] Schmalenberger, R.; Blanz, J. J.: Multi antenna C/I balancing in the downlink of digital cellular mobile radio systems. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 2, Phoenix, 1997, S. 607–611.
- [Sch79] Schneider, K. S.: Optimum detection for code division multiplexed signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. 15, 1979, S. 181–185.
- [Sch80] Schneider, K. S.: Crosstalk resistant receiver for M-ary multiplexed communications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. 16, 1980, S. 426–433.
- [Sch86] Schmidt, R. O.: Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. 34, 1986, S. 276–280.
- [Sch88a] Schulze, H.: Stochastische Modelle und digitale Simulation von Mobilfunkkanälen. *Kleinheubacher Berichte*, Bd. 32, 1988, S. 473–483.
- [Sch88b] Schwarz, H. R.: *Numerische Mathematik*. 2. Auflage. Stuttgart: B. G. Teubner, 1988.
- [Sch99] Schlee, J.: *Ein Hardware-Demonstrator zur Konzeptverifikation eines JD-CDMA-Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 1999.
- [Sch01] Schmalenberger, R. M.: *Modell und Simulation der Abwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems mit gemeinsamer Detektion der teilnehmerrsignale und adaptive Sendeantennen*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2001.
- [SG91] Salmasi, A.; Gilhousen, K. S.: On the system design aspects of code division multiple access CDMA applied to digital cellular and personal communications networks. *Proc. IEEE 41th Vehicular Technology Conference (VTC'91)*, St. Louis, 1991, S. 57–62.
- [Sha48] Shannon, C. E.: A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 27, 1948, S. 137–423, 623–656.
- [SJ67] Stein, S.; Jones, J. J.: *Modern Communication Principles*. New York: McGraw-Hill, 1967.
- [SJ93] Steiner, B.; Jung, P.: Uplink channel estimation in synchronous CDMA mobile radio systems with joint detection. *Proc. 4th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'93)*, Yokohama, 1993, S. 123–127.

- [SJ94] Steiner, B.; Jung, P.: Optimum and suboptimum channel estimation for the uplink of CDMA mobile radio systems with joint detection. *European Transactions on Telecommunications and Related Technologies*, Bd. 5, 1994, S. 39–50.
- [Sk197a] Sklar, B.: Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 35, 1997, S. 90–100.
- [Sk197b] Sklar, B.: Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part II: Mitigation. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 35, 1997, S. 148–155.
- [SM71] Sage, A. P.; Melsa, J. L.: *Estimation Theory with Applications to Communications and Control*. New York: McGraw-Hill, 1971.
- [SMWB01] Sklavos, A.; Maniatis, I.; Weber, T.; Baier, P. W.: Joint channel estimation in multi-user OFDM systems. *Proc. 6th International OFDM-Workshop (InOWo'01)*, Hamburg, 2001, S. 3–1–3–4.
- [SRAX96] Schlegel, C.; Roy, S.; Alexander, P. D.; Xiang, Z.-J.: Multiuser projection receivers. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 14, 1996, S. 1610–1618.
- [SS00] Spencer, Q. H.; Swindlehurst, A. L.: Some results on channel capacity when using multiple antennas. *Proc. IEEE 52th Vehicular Technology Conference (VTC'00-Fall)*, Bd. 2, Boston, 2000, S. 681–688.
- [SS01] Shi, Z.; Schlegel, C.: Joint iterative decoding of serially concatenated error control coded CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, 2001, S. 1646–1653.
- [Ste92] Steele, R.: *Mobile Radio Communications*. London: Pentech Press, 1992.
- [Ste95] Steiner, B.: *Ein Beitrag zur Mobilfunk-Kanalschätzung unter besonderer Berücksichtigung synchroner CDMA-Mobilfunksysteme mit Joint Detection*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 337. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1995.
- [Ste96] Steil, A.: *Spektrale Effizienz digitaler CDMA-Mobilfunksysteme mit gemeinsamer Detektion*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 437. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [Sto89] Stoer, J.: *Numerische Mathematik*. Bd. 1. 5. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1989.
- [SW96] Sung, C. W.; Wong, W. S.: A cooperative algorithm for asynchronous distributed power control in cellular systems. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'96)*, Bd. 3, London, 1996, S. 1979–1983.

- [SWC⁺02] Sklavos, A.; Weber, T.; Costa, E.; Haas, H.; Schulz, E.: Joint detection in multi-antenna and multi-user OFDM systems. Fazel, K.; Kaiser, S. (Hrsg.): *Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics*. S. 191–198. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2002. Proc. 2nd International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS 2001).
- [SWM01] Sklavos, A.; Weber, T.; Maniatis, I.: Interference suppression in multi-user OFDM systems by antenna diversity and joint detection. *COST 273 TD(01)020*, Bologna, 2001.
- [SWMB97] Schlee, J.; Weber, T.; Mayer, J.; Bahrenburg, S.: Realisierung eines Hardware-Demonstrators für das Luftschnittstellenkonzept Joint-Detection-CDMA. *Kleinheubacher Berichte*, Bd. 41, 1997, S. 335–343.
- [Tan92] Tanenbaum, A. S.: *Computer-Netzwerke*. 2. Auflage. Attenkirchen: Wolfram's Fachverlag, 1992.
- [TAS95] Tidestav, C.; Ahlen, A.; Sternad, M.: Narrowband and broad-band multiuser detection using a multivariable DFE. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95)*, Bd. 2, 1995, S. 732–736.
- [TBE⁺96] Teich, W. G.; Bury, A.; Egle, J.; Nold, M.; Lindner, J.: Iterative detection algorithms for extended MC-CDMA. *Proc. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'98)*, Bd. 1, Sun City, 1996, S. 184–188.
- [Tei97] Teich, J.: *Digitale Hardware/Software-Systeme*. Berlin: Springer-Verlag, 1997.
- [Tel99] Telatar, E.: Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 10, 1999, S. 585–595.
- [TMW00] Tröger, H.; Meurer, M.; Weber, T.: Adaptive antennas for the TD-CDMA downlink utilizing the novel concept joint transmission. *ITG Diskussionsitzung Antennen für mobile Systeme 2000*, Starnberg, 2000, S. 37–40.
- [Tom71] Tomlinson, M.: New automatic equalizer employing modulo arithmetic. *IEE Electronics Letters*, Bd. 7, 1971, S. 138–139.
- [TQMJ02] Tröger, H.; Qiu, W.; Meurer, M.; Jötten, C. A.: A channel oriented Joint Transmission scheme for MIMO multi-user downlinks. *Proc. of the 1st COST 273 Workshop on "Opportunities of the Multi-dimensional Propagation Channel"*, Espo, 2002.
- [TR00] Tan, P. H.; Rasmussen, L. K.: Linear interference cancellation in CDMA based on iterative techniques for linear equation systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 48, 2000, S. 2099–2108.

- [TS96] Teich, W. G.; Seidl, M.: Code division multiple access communications: Multiuser detection based on a recurrent neural network structure. *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'96)*, Bd. 3, Mainz, 1996, S. 979–984.
- [TSN96] Teich, W. G.; Seidl, M.; Nold, M.: Multiuser detection for DS-CDMA communication systems based on recurrent neural network structures. *Proc. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'98)*, Bd. 3, Sun City, 1996, S. 863–867.
- [Tur57] Turin, G. L.: On the estimation in the presence of noise of the impulse response of a random, linear filter. *IRE Transactions on Information Theory*, Bd. 3, 1957, S. 5–10.
- [Tur60] Turin, G. L.: An introduction to matched filters. *IRE Transactions on Information Theory*, Bd. 6, 1960, S. 311–329.
- [Tur80] Turin, G. L.: Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 68, 1980, S. 328–353.
- [TVP96] Talwar, S.; Viberg, M.; Paulraj, A.: Blind separation of synchronous c-channel digital signals using an antenna array — part I: Algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 44, 1996, S. 1184–1197.
- [TWMB01a] Tröger, H.; Weber, T.; Meurer, M.; Baier, P. W.: A novel performance evaluation technique for joint transmission multiuser downlinks with multi-element transmit antennas. *Proc. COST 262 Workshop Multiuser Detection in Spread Spectrum Communications*, Schloss Reischensburg / Ulm, 2001, S. 121–125.
- [TWMB01b] Tröger, H.; Weber, T.; Meurer, M.; Baier, P. W.: Performance assessment of joint transmission (JT) multi-user downlinks with multi-element transmit antennas. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 407–415.
- [Ung74] Ungerboeck, G.: Adaptive maximum-likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 22, 1974, S. 624–636.
- [Ung87] Ungerboeck, G.: Trellis-coded modulation with redundant signal sets. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 25, 1987, S. 5–21.
- [VA89] Varanasi, M.; Aazhang, B.: Probability of error comparison of linear and iterative multiuser detectors. *Advances in Communications and Signal Processing, Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 1989, S. 15–26.
- [VA90] Varanasi, M. K.; Aazhang, B.: Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 38, 1990, S. 509–519.

- [VA91] Varanasi, M. K.; Aazhang, B.: Near-optimum detection synchronous code-division multiple-access systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 39, 1991, S. 725–736.
- [Var95] Varanasi, M. K.: Group detection for synchronous gaussian code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 41, 1995, S. 1083–1096.
- [Ver86a] Verdú, S.: Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 32, 1986, S. 85–96.
- [Ver86b] Verdú, S.: Optimum multiuser asymptotic efficiency. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 34, 1986, S. 890–897.
- [Ver88] Verdú, S.: Recent progress in multiuser detection. *Proc. International Conference on Advances in Communications and Control Systems*, Bd. 1, 1988, S. 66–77.
- [Ver93] Verdú, S.: *Multiuser detection*. S. 369–410. Greenwich: JAI Press, 1993.
- [Ver98] Verdú, S.: *Multiuser Detection*. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
- [VGH99] Vollmer, M.; Götze, J.; Haardt, M.: Joint-detection using fast fourier transforms in TD-CDMA based mobile radio systems. *Proc. 6th International Conference on Telecommunications (ICT'99)*, Bd. 1, Cheju, 1999, S. 405–411.
- [VHG01] Vollmer, M.; Haardt, M.; Götze, J.: Comparative study of joint-detection techniques for TD-CDMA based mobile radio systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, 2001, S. 1461–1475.
- [Vit91] Viterbi, A. J.: Wireless digital communication: A view based on three lessons learned. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 11, 1991, S. 33–36.
- [Vit95] Viterbi, A. J.: *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*. Reading: Addison-Wesley, 1995.
- [Vit98] Viterbi, A. J.: An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 16, 1998, S. 260–264.
- [VM98] Vojcic, B. R.; Mee, J. W.: Transmitter precoding in synchronous multi-user communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 1346–1355.
- [vNP00] van Nee, R. D. J.; Prasad, R.: *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech House, 2000.

- [VO79] Viterbi, A. J.; Omura, J. K.: *Principles of digital communication and coding*. New York: McGraw-Hill, 1979.
- [VW98] Valenti, M. C.; Woerner, B. D.: Iterative multiuser detection for convolutionally coded asynchronous DS-CDMA. *Proc. IEEE 9th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'98)*, Bd. 1, Boston, 1998, S. 213–217.
- [Wal98] Walke, B.: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle: Grundlagen, GSM, UMTS und andere zellulare Mobilfunknetze*. Bd. 1. Stuttgart: B. G. Teubner, 1998.
- [WBOW00] Weber, T.; Baier, P. W.; Oster, J.; Weckerle, M.: Performance enhancement of time division CDMA (TD-CDMA) by multi-step joint detection. *Proc. 7th International Conference on Telecommunications (ICT'00)*, Bd. 2, Acapulco, 2000, S. 1038–1044.
- [WDH94] Wu, H.; Duel-Hallen, A.: Performance of multiuser decision-feedback detectors for flat fading synchronous CDMA channels. *Proc. 28th Conference on Information Sciences and Systems*, 1994, S. 133–138.
- [Web00] Weber, T.: *Signalverarbeitungskonzepte für Mobilfunksysteme der dritten Generation, gezeigt am Beispiel eines JD-CDMA-Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2000.
- [Wec02] Weckerle, M.: *Utilization of Correlation Matrices in Adaptive Array Processors for Time Slotted CDMA Uplinks*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2002.
- [Wen91] Wendt, S.: *Nichtphysikalische Grundlagen der Informationstechnik*. 2. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1991.
- [Wer94] Werner, M.: Multistage joint detection with decision feedback for CDMA mobile radio applications. *Proc. IEEE 5th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94)*, Bd. 1, Den Haag, 1994, S. 178–183.
- [Wes02] Wesolowski, K.: *Mobile Communication Systems*. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [WG00] Wang, Z.; Giannakis, G. B.: Wireless multicarrier communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, Bd. 17, 2000, S. 29–48.
- [Wha71] Whalen, A. D.: *Detection of Signals in Noise*. New York: Academic Press, 1971.
- [WHW00] Worm, A.; Hoeher, P.; Wehn, N.: Turbo-decoding without SNR estimation. *IEEE Communications Letters*, Bd. 4, 2000, S. 193–195.

- [WM02a] Weber, T.; Meurer, M.: Iterative multiuser detection for TD-CDMA exploiting data estimate refinement techniques. *Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC'02-Fall)*, Vancouver, 2002. accepted for publication.
- [WM02b] Weber, T.; Meurer, M.: Turbo multiuser detection for TD-CDMA. *Kleinheubacher Berichte*, 2002, S. 159–164.
- [WMGG67] Widrow, B.; Mantey, P. E.; Griffiths, L. J.; Goode, B. B.: Adaptive antenna systems. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 55, 1967, S. 2143–2159.
- [WMSL02] Weber, T.; Maniatis, I.; Sklavos, A.; Liu, Y.: Joint transmission and detection integrated network (JOINT), a generic proposal for beyond 3G systems. *Proc. 9th International Conference on Telecommunications (ICT'02)*, Bd. 3, Beijing, 2002, S. 479–483.
- [WNM92] Wijayasuriya, S.; Norton, G.; McGeehan, J.: Sliding window decorrelating algorithm for DS-CDMA receivers. *IEE Electronics Letters*, Bd. 28, 1992, S. 1596–1598.
- [WNM93] Wijayasuriya, S.; Norton, G.; McGeehan, J.: A novel algorithm for dynamic updating of decorrelator coefficients in mobile DS-CDMA. *Proc. 4th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'93)*, Yokohama, 1993, S. 292–296.
- [WNM96] Wijayasuriya, S.; Norton, G.; McGeehan, J.: A sliding window decorrelating receiver for multiuser DS-CDMA mobile radio networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 45, 1996, S. 503–521.
- [WO01] Weber, T.; Oster, J.: Hard- and soft-decision multi-step joint detection for TD-CDMA. *Proc. 2001 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics ISSSE'01*, Tokyo, 2001, S. 347–350.
- [WOWB02] Weber, T.; Oster, J.; Weckerle, M.; Baier, P. W.: Turbo multiuser detection for TD-CDMA. *Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik (AEÜ)*, Bd. 54, 2002, S. 120–130.
- [WR01] Walke, C. M.; Rembold, B.: Joint detection and joint pre-distortion techniques for SD/TD/CDMA systems. *Frequenz*, Bd. 55, 2001, S. 204–213.
- [WS85] Widrow, B.; Stearns, S. D.: *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1985.
- [WV99] Wang, X.; Vincent, P. H.: Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Transactions on Computers*, Bd. 47, 1999, S. 1046–1061.
- [WWBO00a] Weckerle, M.; Weber, T.; Baier, P. W.; Oster, J.: Adaptive array processing for time division CDMA utilizing multi-step joint detection. *COST 259 TD(00)002*, Valencia, 2000.

- [WWBO00b] Weckerle, M.; Weber, T.; Baier, P. W.; Oster, J.: Space-time signal processing utilizing multi-step joint detection for the uplink of time division CDMA. *Proc. International Conference on Communication Technologies*, Bd. 2, Beijing, 2000, S. 1330–1335.
- [XSR90] Xie, Z.; Short, R. T.; Rushforth, C. K.: A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 8, 1990, S. 683–690.
- [YKI93] Yoon, Y. C.; Kohno, R.; Imai, H.: A spread-spectrum multiaccess system with cochannel interference cancellation for multipath fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 11, 1993, S. 1067–1075.
- [You79] Young, W. R.: Advanced mobile phone service: Introduction, background, and objectives. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 58, 1979, S. 1–14.
- [YR94] Yang, J.; Roy, S.: Joint transmitter/receiver optimization for multi-input multi-output systems with decision feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 40, 1994, S. 1334–1347.
- [Zan92a] Zander, J.: Distributed cochannel interference control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 41, 1992, S. 305–311.
- [Zan92b] Zander, J.: Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 41, 1992, S. 57–62.
- [ZB95] Zhang, X.; Brady, D.: Asymptotic coding gains in multiuser systems. *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference (VTC'95)*, Bd. 2, Chicago, 1995, S. 619–623.
- [ZB98] Zhang, X.; Brady, D.: Asymptotic multiuser efficiency for decision-directed multiuser detection. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 44, 1998, S. 502–515.
- [ZF86] Zurmühl, R.; Falk, S.: *Matrizen und ihre Anwendungen*. Bd. 2. 5. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1986.
- [ZF97] Zurmühl, R.; Falk, S.: *Matrizen und ihre Anwendungen*. Bd. 1. 7. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1997.

